tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 40 - nr. 5 - 1975

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Electronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Bestuur

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt ƒ 40,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

Redactiecommissie

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau: "Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau:"Middelbaar Elektronica Technicus NERG"
c. voor het oude examen "Elektronica Technicus NERG" kan volgens de beeindigingsregeling nog slechts tot en met 1975 worden ingeschreven.

Brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, Genemuidenstraat 279, den Haag, gironummer 6322 te den Haag.

Examencommissie

UITREIKING VEDERPRIJS 1974

De Vederprijs 1974 is toegekend aan Ir. B.G.Hooghoudt.

De feestelijke uitreiking door Mevr. C.E. van Hoboken-Veder vond plaats op 30 september 1975 gedurende een gecombineerde vergadering van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap en de Benelux section IEEE in de middenzaal van de Rai te Amsterdam.

Hierna volgen de toespraken van Mevr. van Hoboken-Veder en Prof.ir. B. van Dijl.

Geachte toehoorders,
In het bijzonder richt ik mij tot U; professor Davidse als voorzitter van het Nederlands Elektronica en Radio Genootschap,
en tot U: Ir. Valstar als voorzitter van het I triple E Benelux section,

Namens het bestuur van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder dank ik U voor de gastvrijheid, die U onze stichting biedt om in Uw midden de "Vederprijs" te mogen uitreiken.

Ik moge evenals ik andere jaren deed, even memoreren. Het Vederfonds werd in 1928 gesticht door de kort daarna overleden Anthonie Veder, radio-amateur van de eerste jaren te Rotterdam. Het toekennen aan nederlanders van geboorte van, aanvankelijk alleen een geldprijs , maar later tesamen met een medaille, is één der doelstellingen der stichting. En wel, en ik citeer nu uit de statuten:"voor een uitvinding of werkwijze op het gebied van radiotelegrafie, radiotelefonie, radiotelevisie en al zodanige wetenschappen en technieken, welke in de toekomst uit of naast deze bovengenoemde wetenschappen of technieken mochten voorkomen of ontstaan, alles in de ruimste zin".



Een gevoel van trots op mijn landgenoten vervult mij iedere keer weer, wanneer ik de lijst doorlees met de namen van bekroonden in het tijdperk van nu bijna 50 jaar en van hun tot deze bekroning geleide arbeid. Dit is chauvinistisch en niets van deze tijd, waarin wij proberen internationaal te denken. Toegegeven. En daarom is het des te meer verheugend, dat deze arbeid, zowel die op zuiver wetenschappelijk gebied als die in toepassing daarmee, over onze landsgrenzen, door hen, die tot oordelen bevoegd zijn, uitermate gewaardeerd en geprezen wordt.

Ir. Hooghoudt. Op mijn boekenkast prijkt een kleurenfoto van de 12 gigantische reflectorantennes in Westerbork, die door U, o.a. ontworpen zijn en gebouwd. Dat deze gevaarten zo exact kunnen worden ingesteld en niet verzakken of scheefwaaien, is voor mij "wonderbaarlijk" en ik overhandig U gaarne de gouden medaille met bijbehorende geldprijs van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder, op grond van:"Uw belangrijke bijdrage op het gebied van het ontwerp en de realisatie van grote reflector-antennes voor radiosterrenkunde en voor satelliet-communicatie.

OVERWEGINGEN N.A.V. DE TOEKENNING VAN DE VEDER-PRIJS 1974 AAN IR. B. G. HOOGHOUDT.

Het is een voor mij prettige samenloop van omstandigheden dat ik degene ben die de overwegingen mag toelichten die het bestuur van de Stichting van het Wetenschappelijk Radio-fonds Veder ertoe brachten jou de prijs voor 1974 toe te kennen. Ik vind dit dáárom prettig omdat onze kennismaking - nu intussen ca. 25 jaar geleden - samenviel met het moment dat je met het werk begon dat uiteindelijk geleid heeft tot deze erkenning. Ik heb het werk dat je in die tijd deed, zij het op enige afstand met bewondering kunnen volgen. Ik heb het altijd gezien als bi-diciplinair werk dat in jouw geval door één man werd verricht.

Bi-disciplinair werk, want we zien hier een natuurkundig ingenieur bezig die voldoende inzicht heeft in de elektromagnetische problemen die zich voordoen bij het ontwerpen van antennes, met reflectoren van b.v. 25 m diameter, die optimale ontvang-kondities moeten geven wanneer ze gericht worden op de koude interstallaire ruimte. Deze zelfde man heeft blijkbaar ook voldoende werktuigbouwkundig inzicht om de mechanische en constructieve problemen aan te kunnen die de constructeur ontmoet wanneer dergelijke grote paraboloidale oppervlakken in alle standen, hun vorm tot millimeters hebben te behouden. Wonderlijk is daarbij dat hij zo veel zakelijk inzicht heeft dat de aktiviteiten uitgeleefd konden worden in een één-manszaak: daarom zou er gesproken kunnen worden van tri-disciplinaire talenten.

Jij hebt je werk mogen verrichten in een milieu dat de bewondering heeft geoogst tot ver over onze grenzen. In deze omgeving, heb je je blijkbaar op uitsteken de wijze kunnen handhaven: uit de kring kwam de suggestie voor hetgeen nu staat te gebeuren.

Ik wilde voor de toelichting op je werk de radioastronomie, en daarvan de Synthese-radio-telescoop - de SRT - centraal stellen hoewel ik mij ervan bewust ben dat er een aantal van je aktiviteiten buiten dit gebied vallen, b.v. de radio-communicatie-techniek.

Overigens uit dië techniek stamt de radio astronomie: het was de communicatie-ingenieur van de Bell-Laboratoria, Jansky, die in 1931 voor zijn firma een onderzoek deed naar radio-storing en daarbij een componente ontdekte met een periodiciteit van een sterre-dag. Zijn conclusie dat de stoorbron niet alleen buitenaards was, doch ook buiten ons zonnestelsel moest liggen, is nooit in twijfel getrokken en heeft, zoals wij nu allen weten, aanleiding gegeven tot een onvoorziene nieuwe tak van de astronomie. Zijn chefs vonden het indertijd beter dat hij na deze vaststelling maar weer aan zijn gewone werk ging. Hierdoor bleef het op gang komen van de radioastronomie eigenlijk liggen tot na de oorlog. Slechts een amateur, Grote Reber, deed daarvoor nog opmerkelijk werk.

Zoals Oort stelde heeft het onderzoek, van de struktuur van ons melkwegstelsel, steeds een grote plaats bij de nederlandse astronomen ingenomen. Het was daarom voor de hand liggend, dat de fantastische mogelijkheden die radiogolven bleken te bieden in het doordringen van het stof in de gallactische schijf, de nederlandse astronomen aanspraken. Een nog sterkere drijfveer voor het bezit van een zeer gevoelig instrument met een zeer groot oplossend vermogen, vormden de grote verwachtingen welke waarnemingen van de extra gallactische ruis hadden gewekt in verband met de studie van de struktuur en de evolutie van het heelal.

Het zou te ver voeren de geschiedenis van het ontwerp van de "Synthese Radio-telescoop", die uit het voorgaande resulteerde, thans te volgen: trouwens in die fase waren vnl. de astronomen aan het woord. In 1965 was besloten een eenvoudig stelsel van antennes in Westerbork te bouwen: 12 antennes met paraboloidale reflectoren met 25 m diameter, op een oost-west lijn, waarvan er twee verrijdbaar waren op rails. De outputs van de antennes zouden zó gesynthetiseerd worden dat het stelsel een effekt had van één antenne met afmetingen in twee loodrecht op elkaar staande richtingen, van ca. 1.5 km. De tweede dimensie wordt hierbij ontleend aan de draaiing van de aarde.

In deze fase van het werk was je al lang geen onbekende meer in de wereld van de astronomen: je begeleidde immers de constructie van de eerste grote, 25 m, telescoop welke in 1956 als grootste ter wereld in bedrijf werd gesteld. Van dit type werden er twee naar Engeland

verkocht, een land overigens waar de techniek van de radio-telescopen vergevorderd was en de concurentie sterk. Als nevenprodukt van je aktiviteit in die dagen mag beschouwd worden de constructie van coordinaten-transformator, eigenlijk een verbetering van een Amerikaanse versie, welke astronomische coordinaten (uurhoek en declinatie) transformeert naar aardse (azimuth en elevatie).
Door deze aktiviteiten had je je zodanig tot vakman ontwikkeld dat je voor het Synthese-radio-telescoop projekt als ontwerper van de antennes en wat daarbij behoort, om vermogen aan ontvangers af te leveren, kon optreden; je was voorts degene die de bestekken opmaakte en de begroting opstelde: kortom je was de architekt van de antennes van een van de meest krachtige van de huidige generatie van radio-telescopen in de gehele wereld.

Het dynamische bereik van de telescoop, dat de zwakste bron bepaalt die in de omgeving van een sterke bron in kaart gebracht kan worden, hangt kritisch af van de mate waarin de sterke bron van de kaart kan worden afgetrokken. Dit wordt in hoofdzaak bepaald door de stabiliteit in amplitude en faze van de telescoop. Een stabiliteit van $\pm$ 1% in amplitude en $\pm 1^{o}$ in faze, over een periode van 12 uur, werd naar aanleiding hiervan gespecificeerd.

Deze eis, vertaald naar de eisen van de antennes resulteerde erin dat alle essentiële elementen van de, 25 m, antennes hetzelfde moesten zijn tot op 1 mm; het reflector oppervlak moest een nauwkeurigheid hebben binnen $\pm$ 3 mm piek afwijking. De 10 vaste antennes dienden op de oost-wets lijn tot op 1 mm nauwkeurig, op 144 m van elkaar, te worden opgesteld. Van de railbaan, ter lengte van 300 m, voor de twee verplaatsbare antennes, werd een nauwkeurigheid geeist van 0.5 mm piek afwijking

Behalve met antennes voor de radio-astronomie hield jij je bezig met optische telescopen en met antennes voor de telecommunicatie met hun eigen specifieke eisen: jij verzorgde de architectuur voor de grote (28m) PTT antenne te Burum voor het satelliet-telefoon verkeer en voor een kleinere PTT-antenne in Nederhorst den Berg.

Maar, zoals ik zei, jouw werk voor de radio astronomen zou het centrale thema vormen. Sinds de Westerbork telescoop in 1970 in bedrijf gesteld is heeft men er een aantal merkwaardige radio-melkweg stelsels mee ontdekt en onderzocht. Sommige zijn enorme dubbele radio-bronnen

Het ontstaan en vrijkomen van de enorme hoeveelheden radio-energie, ik citeer hier een artikel van Oort e.a. in het augustus nr. van dit jaar, van de "Scientific American", behoort tot de meest intrigerende problemen voor de astronomen van vandaag. Het was van het begin af duidelijk dat dergelijke radiobronnen konden leiden tot waarnemingen aan verschijnselen orden van grootte verder weg gelegen dan die welke met optische telescopen waargenomen kunnen worden. In slechts een korte spanne tijd is de radio-astronomie geworden tot waarschijnlijk het meest belangrijke instrument voor de cosmologie.

Wanneer sociologen even nauwkeurige meetinstrumenten zouden kunnen ontwikkelen als jij deed voor het uitrichten van de spoorbaan ten behoeve van de verplaatsbare antennes, dan zou het zeker niet moeilijk zijn vast te stellen hoe groot jouw invloed is geweest op de bovengeschetste resultaten en op het aanzien van de nederlandse astronomen.

Het is op grond van deze overwegingen dat door hen gesuggereerd werd jou de Vederprijs voor 1974 toe te kennen waarvoor ik de samenvatting als volgt zou willen formuleren.

"Wegens uitmuntend ingenieurs werk op het gebied van de werktuigbouwkunde, de elektrotechniek en de physica dat onder andere geleid heeft tot de realisering van de radio-synthese telescoop te Westerbork, een instrument dat tot belangrijke nieuwe wetenschappelijke inzichten leidde in de struktuur en de evolutie van het heelal"

Wij weten hoe groot de invloed van het werk van Copernicus en Kepler is geweest op het denken in de tijd die volgde. Het zou wel eens kunnen zijn dat de gevolgen van het werk dat met jouw instrumenten verricht wordt, op het denken van de komende generaties even belangrijk zijn.

B.van Dijl.

I^2L EN ZIJN TOEPASSING IN EEN DIGITALE DATAZENDER

H.A. van Essen
Philips Research Laboratories
Eindhoven, The Netherlands

After an introduction about LSI techniques a recent development, Integrated Injection Logic, is discussed with examples of some simple circuits. A simplified theory on digital transversal filters is given after which an application in a versatile digital data transmitter is presented.

INLEIDING

Op vele gebieden waar vanouds van analoge bouwelementen gebruik werd gemaakt, worden digitale technieken in toenemende mate toegepast. Een van deze gebieden is dat van de data-transmissie, waar elementen zoals filters en modulatoren met voordeel geheel digitaal kunnen worden uitgevoerd. Dit vereist het gebruik van een techniek waarmee grote aantallen logische poorten op één chip kunnen worden geïntegreerd tot komplete funktionele eenheden. Na een lange periode, waarin deze large-scale integration uitsluitend met MOS-schakelingen praktisch verwezenlijkbaar leek, is er tegenwoordig een sterk groeiende belangstelling voor bipolaire technieken, gestimuleerd door de opmerkelijke eigenschappen van een nieuwe bipolaire schakeltechniek, Integrated Injection Logic of I^2L.

Waarom LSI ?

Het is nuttig ons eerst te realiseren waarom het zo belangrijk is om zoveel poorten op een chip te kunnen maken.

In de eerste plaats wordt daarmee de betrouwbaarheid van omvangrijke elektronische systemen vergroot. In deze systemen wordt de kans op storingen in grote mate door de verbindingen tussen de komponenten bepaald en juist deze verbindingen zijn binnen een geïntegreerde schakeling van een uitzonderlijk goede kwaliteit. Ook het feit dat de prijs van een geïntegreerde schakeling nauwelijks hoger wordt als er wat meer poorten gebruikt worden kan een wezenlijke bijdrage leveren tot een betere kwaliteit omdat de ontwerper van zo'n systeem veel makkelijker dan voorheen kan besluiten om voor een funktie de meest veilige en optimale oplossing te gebruiken.

In de tweede plaats zien we dat de prijs van deze systemen lager wordt naarmate de bouwstenen komplexer en daardoor geringer in aantal zijn. We hoeven slechts te denken aan allerlei konsumenten-artikelen zoals de zakrekenmachine, die in enkele jaren tijd een ongelooflijke prijsdaling heeft laten zien.

Bovendien kan de miniaturisatie, die door LSI mogelijk wordt, nieuwe toepassingsgebieden ontsluiten. Een duidelijk voorbeeld hiervan is het elektronische horloge, waarvan in de nabije toekomst een enorme opmars wordt verwacht.

Hoe maken we LSI ?

Een bouwsteen, die we voor LSI willen gebruiken, moet aan enkele voorwaarden voldoen.

De bouwsteen moet geringe afmetingen hebben. Dit is duidelijk als we bedenken dat de fabrikage-opbrengst van een IC, en daarmee zijn prijs, drastisch wordt beïnvloed door zijn oppervlakte.

Vervolgens moet het uiteindelijke IC niet teveel dissiperen, wat inhoudt dat de bouwsteen een minimaal vermogen moet opnemen bij een redelijke snelheid. Een maat voor deze eigenschap is het τD -product : het product van propagatietijd en dissipatie.

Tenslotte moet hij eenvoudig te maken zijn, omdat anders de opbrengst te laag wordt.

INTEGRATED INJECTION LOGIC

Tot voor kort voldeden feitelijk alleen MOS-schakelingen in mindere of meerdere mate aan de bovengenoemde eisen. In 1972 echter verschenen twee publikaties over Integrated Injection

Logic, een nieuwe bipolaire bouwsteen, die superieur was aan de gebruikelijke MOS-schakelingen als we letten op alle drie genoemde eisen. [1,2]

In deze bouwsteen, waarvan de schakeling in figuur 1 is weergegeven, is het meest opvallende dat weerstanden, die in een IC altijd veel ruimte vergen, geheel ontbreken.

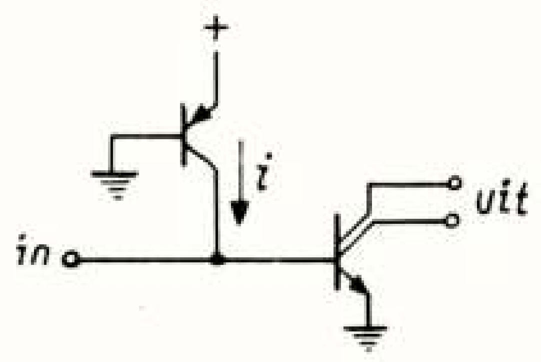


Fig. 1. Schema van een I^2L poort.

De stroomverzorging en belasting vindt plaats door een eenvoudige stroombron, gevormd door een PNP-transistor. De feitelijke logische operatie wordt verzorgd door een NPN-transistor met meerdere collectors. Deze fungeert als inverter en het doorverbinden van collectors van verschillende transistors maakt logische funkties mogelijk, zoals we later zullen zien.

Fabrikage van I^2L

Figuur 2 laat een dwarsdoorsnede en een bovenaanzicht zien van een I^2L poort. Er wordt uitgegaan van een plak N^+ gedoteerd silicium met opgegroeide epitaxiale N-laag. Eerst worden de begrenzingen van de toekomstige NPN-transistors vastgelegd door een diepe N^+ diffusie. Daarna worden P-gebieden gediffundeerd die later de emitter van de PNP-transistor of de basis van de NPN-transistor zullen vormen.

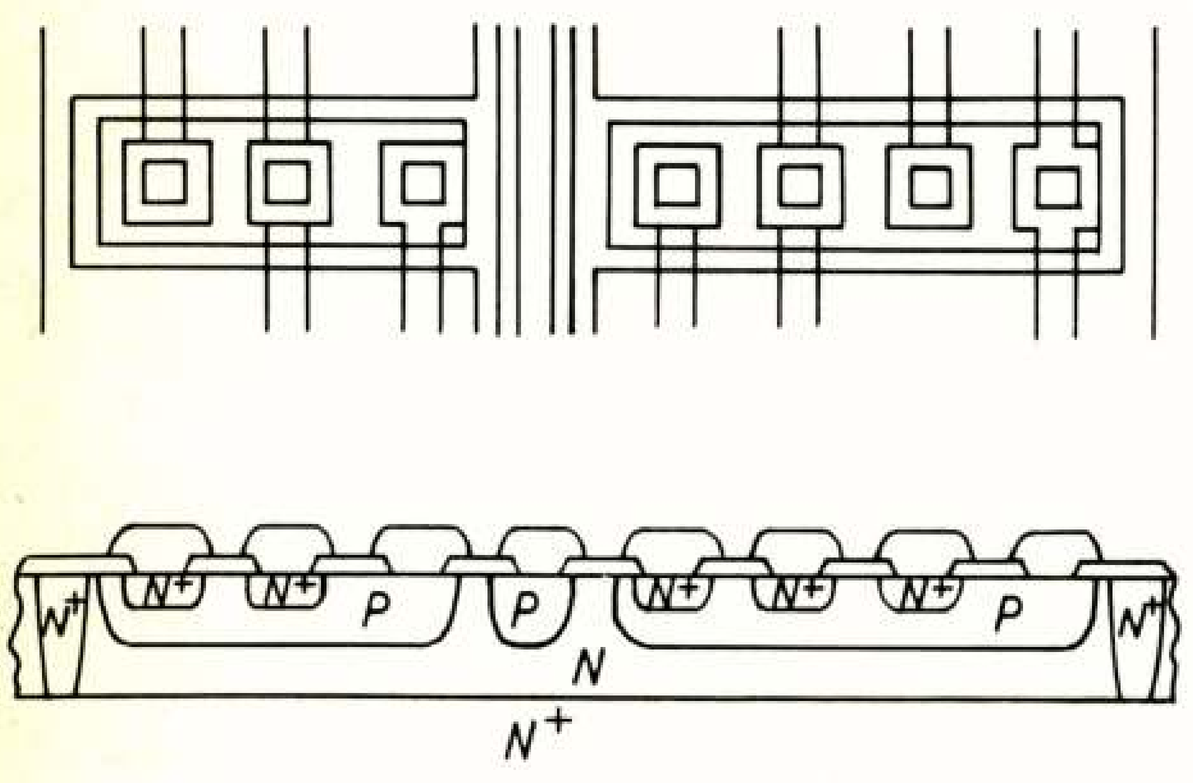


Fig. 2. Doorsnede en bovenaanzicht van twee I^2L poorten.

In de basisgebieden worden ondiepe N^+ gebieden gediffundeerd die de collectors van de schakeltransistor zullen vormen. In de oxydelaag worden vervolgens kontaktgaten aangebracht, waarna het aluminium bedradingspatroon wordt gemaakt.

De NPN-transistors worden invers gebruikt, dat wil zeggen dat de ondiepe N^+ gebieden, die in een konventionele transistor als emitter fungeren, nu als collector gebruikt worden waardoor de stroomversterking van deze transistors tamelijk klein wordt. De diepe N^+ diffusie, die als een barriere tussen de poorten wordt aangebracht, moet nu voorkomen dat gaten in de basis van een geleidende NPN-transistor door het basisgebied van een naastliggende gesperde transistor worden weggezogen, waardoor de stroomversterking onaanvaardbaar klein zou kunnen worden.

Een zeer kompakte en eenvoudige konstruktie wordt verkregen doordat er in het geheel geen weerstanden worden toegepast en doordat de schakeltransistors invers worden gebruikt zodat alle emitters, dus in feite het substraat als een groot aardvlak fungeert en er geen bedrading nodig is voor allerlei aardverbindingen.

Dankzij het feit dat de basis van de PNP-transistor aan aarde ligt en de collector gevormd wordt door de basis van de NPN-transistor behoeft alleen de emitter nog gemaakt te worden. De hele stroombron is dus niets anders dan een smalle strook P-materiaal, die bovendien nog aan weerszijden een transistor kan voeden. Als we deze strook de injektor noemen - hij injekteert immers gaten in de epitaxiale laag - en we zien dat de PNP-transistor reeds voor een deel geïntegreerd is in de NPN-transistor, dan is de naam Integrated Injection Logic duidelijk.

Eigenschappen van I^2L

Een I^2L poort heeft in principe de kleinste afmetingen van alle bekende LSI-bouwstenen en is, doordat slechts vijf maskers en drie diffusies nodig zijn, eenvoudig te maken. Er is dus al aan twee belangrijke eisen, die aan LSI-elementen gesteld moeten worden, voldaan. Ook wat betreft het τD -produkt is I^2L superieur aan de meeste andere bouwstenen. Dit is ook te verwachten omdat de logische spanningsslag van de signalen klein is - namelijk het verschil tussen de spanning over een geleidende basisemitterovergang en de collector-

kniespanning van een geleidende transistor - zodat allerlei parasitaire capaciteiten snel geladen en ontladen kunnen worden. Bovendien zijn deze capaciteiten klein door de kleine afmetingen van een poort.

Voor normale I^2L poorten bedraagt het τD -produkt ongeveer 1 pJ. Dat betekent dat een schakeling met 1000 poorten met een vertragingstijd van 100 ns in totaal 10 mW dissipeert, een dissipatieniveau dat in een TTL-schakeling al voor één poort nodig is, zij het dan dat deze 10 keer sneller is.

Met de huidige technologie is een praktische ondergrens voor de snelheid van een gewone I^2L poort ongeveer 50 ns. Het is redelijk te verwachten dat door gebruik te maken van nieuwere technieken deze grens aanzienlijk lager zal komen te liggen.

Een andere aantrekkelijke eigenschap wordt gevormd door het ontbreken van weerstanden die in gebruikelijke poortschakelingen de instelling bepalen. Bij I^2L wordt de instelling extern bepaald door geschikte keuze van de stroom die aan de injektor wordt toegevoerd. Doordat het τD -produkt over enkele dekaden konstant blijft, biedt dit de mogelijkheid om gedurende het bedrijf van de schakeling het stroomniveau aan te passen aan de gewenste snelheid.

Tenslotte moet gewezen worden op de mogelijkheid om op één chip I^2L schakelingen te kombineren met andere type bipolaire schakelingen. Er wordt dan niet uitgegaan van een N^+ substraat maar van een P-substraat, zoals in figuur 3 is aangegeven. Met een extra masker worden hierin N^+ diffusies aangebracht, die daarna bedekt worden door de epitaxiale N laag. De ontstane begraven N^+ laagjes dienen als gemeenschappelijke emitter voor de I^2L transistors en als collector voor konventionele transistors. Een tweede masker dient om diepe P^+ gebieden te diffunderen die de konventionele transistors van elkaar scheiden, waarna het proces verder verloopt zoals bij het eerder beschreven zuivere I^2L proces.

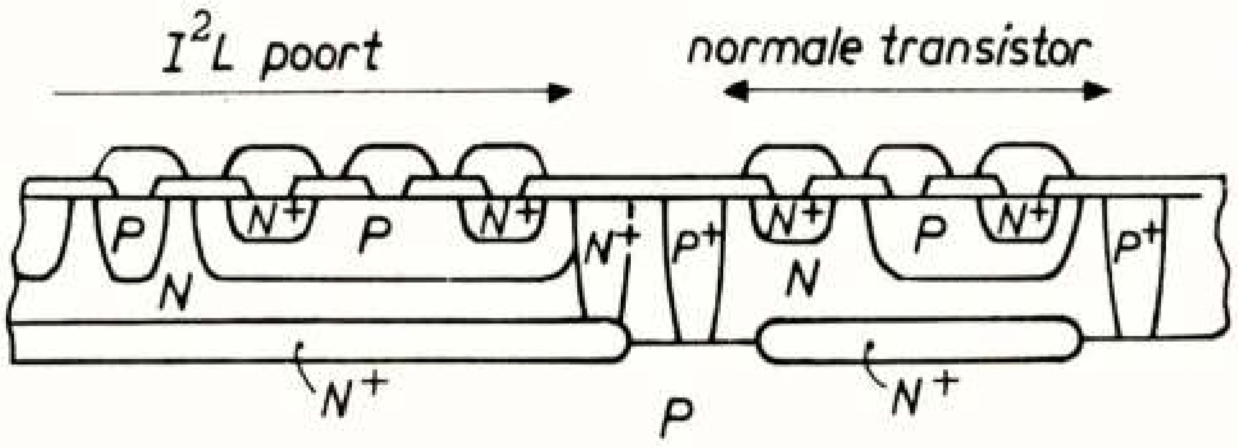


Fig. 3. I^2L poort en geïsoleerde NPN-transistor op één chip.

Ten koste van twee extra maskers is het dus mogelijk om naast I^2L ook andere schakelingen, bijvoorbeeld snelle bipolaire schakelingen of analoge schakelingen op dezelfde chip te vervaardigen. Zinvolle toepassingen van dit 7-masker proces vinden we bij allerlei soorten interface-schakelingen, vermogensversterkers, en dergelijke [3] .

Ontwerpen met I^2L

In de schakeling volgens figuur 4a is verondersteld dat de ingang van poort 1 door een voorafgaande geleidende poort naar aarde is kortgesloten zodat er geen basisstroom vloeit.

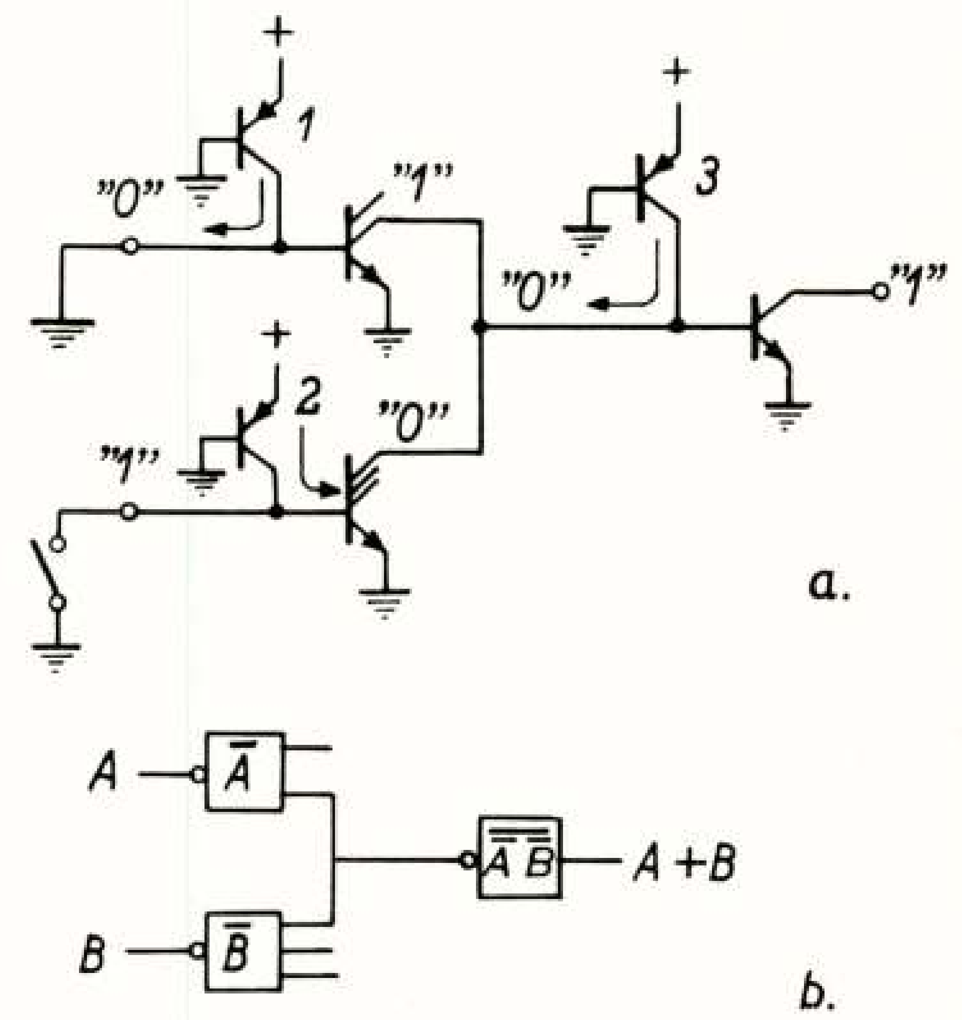


Fig. 4. OR-schakeling.

We zullen deze ingang als een logische 0 (een laag spanningsniveau) definiëren. De poort waarvan een collector poort 2 stuurt, is niet geleidend verondersteld zodat in poort 2 alle stroom uit de stroombron in de basis loopt. De ingang van poort 2 zullen we aanduiden met een logische 1. De uitgang van poort 3 geeft een logische 1 af - mits ook weer belast met een niet aangegeven poort - wanneer één der poorten 1 of 2 (of beide) geleidend zijn, dus wanneer minimaal één ingang een logische 1 voorstelt, zoals in de tekening het geval is. De schakeling stelt dus een OR-funktie voor. Een AND-funktie wordt verkregen door het eenvoudigweg doorverbinden van collectors van verschillende poorten. Zo stelt de doorverbinding van de twee uitgangen van poorten 1 en 2 een AND voor, omdat het signaal hierop alleen een logische 1 kan zijn als beide poorten een logische 1 afgeven.

In figuur 4b is een eenvoudige notatie aangegeven. Een poort wordt voorgesteld door

een vierkantje met links de ingang en rechts de uitgangen. Het inverteren van het signaal wordt door een cirkeltje aangegeven. De ingangssignalen A en B worden geïnverteerd tot $\overline{A}$ en $\overline{B}$, die we als zodanig in het hokje schrijven. De doorverbinding geeft de AND-funktie $\overline{A}.\overline{B}$ zodat we in het derde hokje kunnen schrijven $\overline{\overline{A}.\overline{B}}$, wat juist overeenkomt met de OR-funktie A + B.

Ter illustratie van het vertalen van een schakeling, in konventionele NAND-poorten getekend, naar een I^2L schakeling zullen we de bekende D flip-flop van figuur 5a beschouwen. Na elke omhooggaande flank van het kloksignaal CL verschijnt op de uitgang Q de informatie die tijdens de klokflank op de D ingang aanwezig was. De I^2L versie in figuur 5b wordt gevonden door elke NAND-poort te vervangen door een I^2L poort met evenveel collectors als de fan-out van de oorspronkelijke NAND-poort bedraagt en de ingang van deze poort te verbinden met een uitgang van alle poorten die in het oorspronkelijke schema als ingangssignaal voor de poort dienst doen.

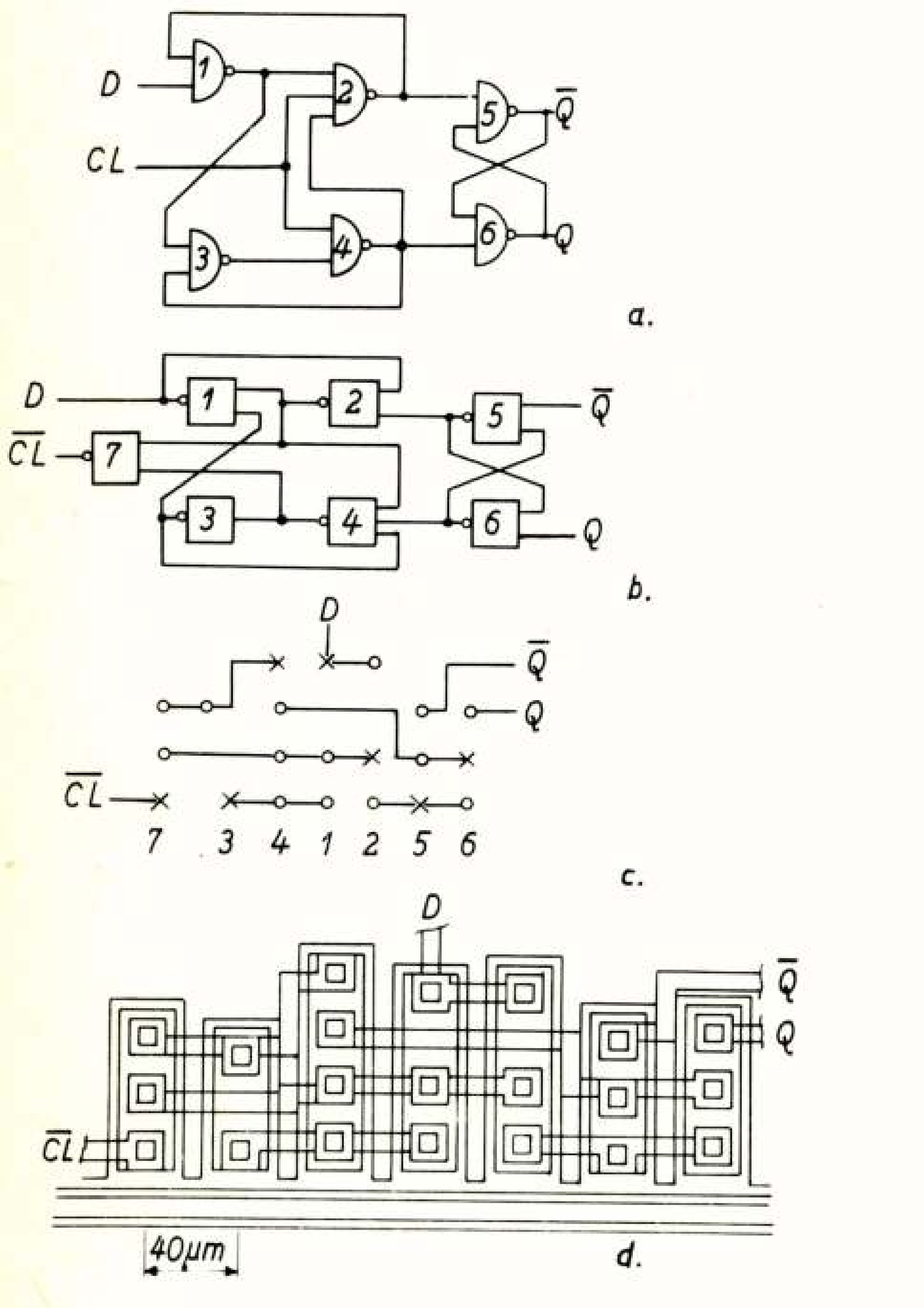


Fig. 5. D flip-flop, schakeling en lay-out.

Het kloksignaal wordt met twee poorten belast zodat we nu twee aparte klokingangen zouden krijgen. Op de aangegeven wijze is dit met een extra poort tot één ingang gereduceerd, waarbij het schakelen van de flip-flop natuurlijk op de omlaaggaande flank van de klok zal plaats vinden.

Als volgende stap kan men een schetsmatige lay-out van deze schakeling maken door de poorten in een juiste volgorde naast elkaar te plaatsen en dan de vereiste verbindingen te maken. In de in figuur 5c aangegeven schets is een basis door een kruisje weergegeven en een collector door een cirkeltje. De bijgeplaatste nummers korresponderen met de poortnummers in het I^2L schema.

Uitgaande van deze schets kan men dan tenslotte komen tot de definitieve tekening van de lay-out volgens figuur 5d. Het oppervlak van deze schakeling op de chip blijkt dan 0,03 mm^2 te bedragen, overeenkomend met een pakkingsdichtheid van meer dan 200 poorten per mm^2. Voor grotere schakelingen zal deze dichtheid in de praktijk alleen bereikt kunnen worden voor regelmatige strukturen, zoals geheugenmatrices, schuifregisters en dergelijke. Voor schakelingen met veel bedrading is een praktische waarde voor de pakkingsdichtheid 80 poorten per mm^2.

Als een voorbeeld van een dergelijke schakeling met veel bedrading worden hieronder enkele details van een geheel digitaal werkende datazender besproken.

DATA-TRANSMISSIE

Een belangrijke bouwsteen in een schakeling, die digitale informatie over een telefoonlijn moet verzenden, is in figuur 6 weergegeven.

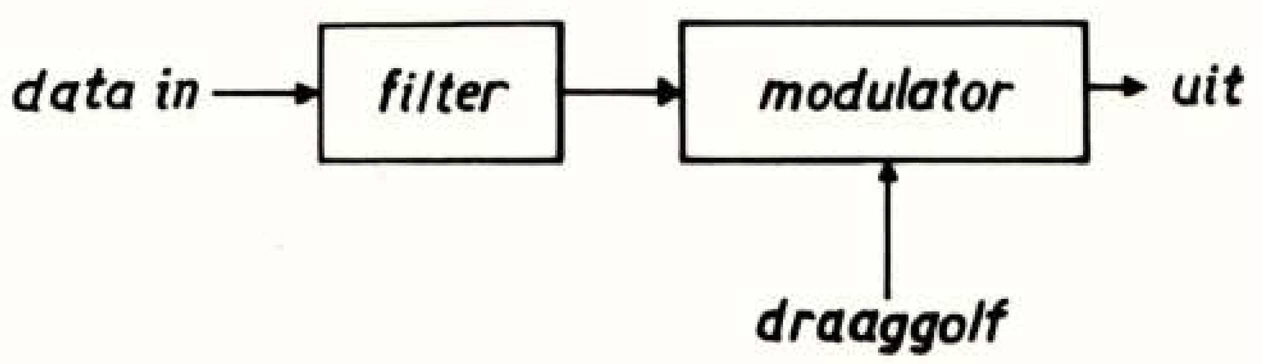


Fig. 6. Filter en modulator als bouwsteen voor datazender.

Het datasignaal wordt na op een bepaalde wijze gefilterd te zijn op een draaggolf gemoduleerd.

Bij data-transmissie wordt geeist dat de vertragingstijd voor alle frequenties in het gefilterde gebied even groot is (zoals ook bij televisie-signalen het geval is). Aan deze eis kan makkelijk worden voldaan door een trans-

versaal filter. In een dergelijk filter wordt het uitgangssignaal gevormd door sommatie van met bepaalde weegfaktoren vermenigvuldigde vertraagde versies van het ingangssignaal [4] .

Digitale transversale filters

Een filter kan beschreven worden door zijn impulsresponsie. Willen we een digitaal transversaal filter maken, dan beginnen we met een reeks getallen te noteren, die opeenvolgende monsters van de gevraagde impulsresponsie aanduiden. In figuur 7a zijn dit de getallen C1, C2, ..., Cn.

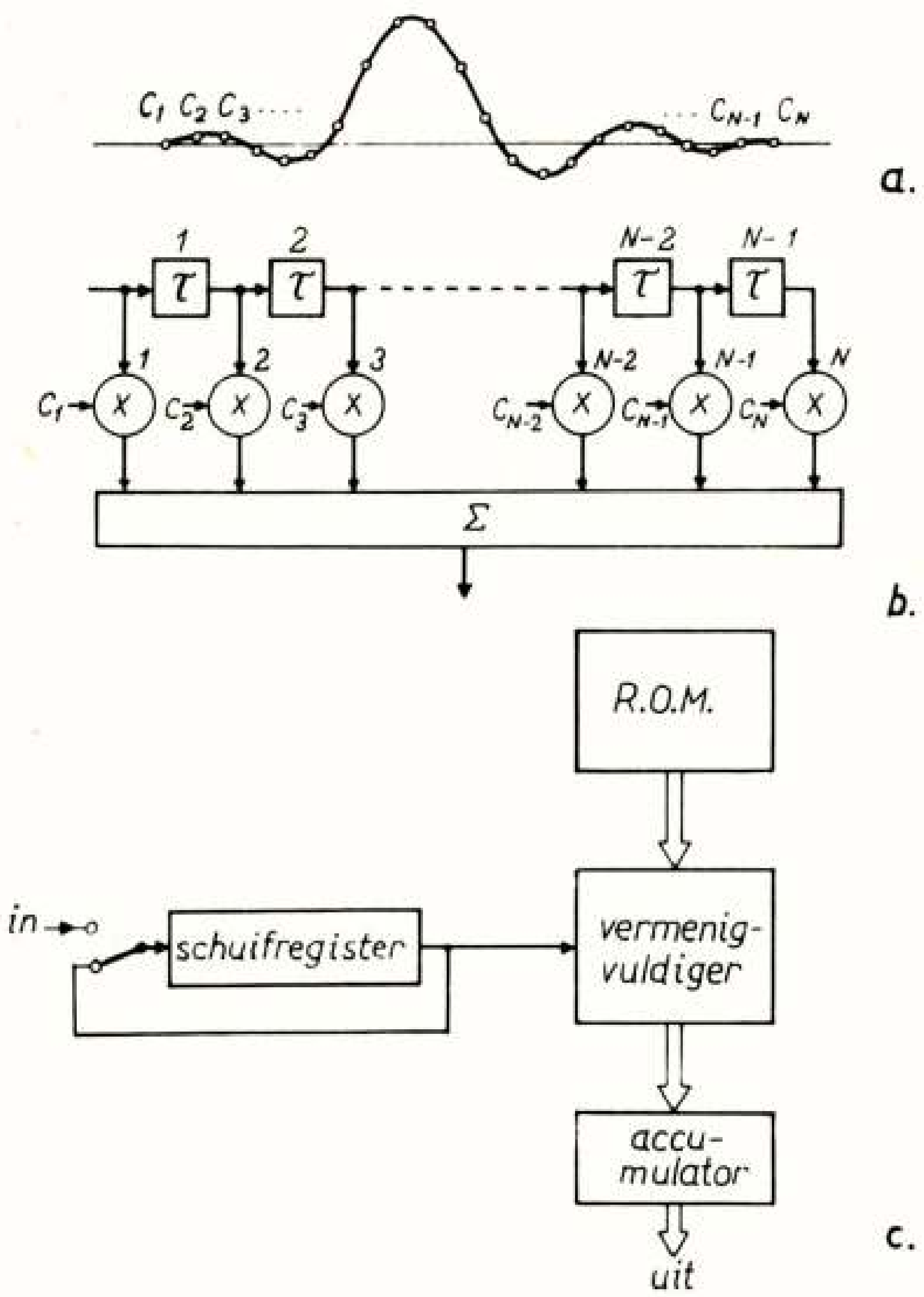


Fig. 7. Principe en praktische uitvoering van transversaal filter.

Het principe van het filter is in figuur 7b aangegeven. Een reeks vertragingselementen bevat N-1 opeenvolgende monsters van het ingangssignaal. De N vermenigvuldigers vermenigvuldigen deze monsters met een bepaalde coefficient en de som van de N produkten stelt een monster van het uitgangssignaal voor. We zien makkelijk in dat de coefficienten korresponderen met de getallen uit figuur 7a door na te gaan wat er gebeurt als we een enkele impuls aanbieden die achtereenvolgens alle vertragingselementen doorloopt.

In een praktische uitvoering volgens figuur 7c zullen we een schuifregister van N-1 trappen toepassen dat we N schuifopdrachten geven in één bemonsteringsperiode. Als we de ingang van het schuifregister gedurende de eerste schuifslag met de filteringang verbinden en gedurende de resterende N-1 schuifslagen met de uitgang van het schuifregister, dan verschijnen aan de uitgang achtereenvolgens alle opgeslagen ingangsmonsters, gevolgd door het zojuist ingevoerde. Door nu op de goede tijdstippen de juiste coefficienten aan te bieden kunnen we met één vermenigvuldiger volstaan, die achtereenvolgens alle deelprodukten berekent, die in figuur 7b tegelijkertijd werden verkregen. Optelling van alle N deelprodukten in een akkumulator levert weer een uitgangsmonster van het filter.

De coefficienten kunnen met voordeel gelezen worden uit een read-only geheugen (ROM) zodat een flexibele schakeling verkregen wordt. Een andere filterkarakteristiek kan dan immers eenvoudig gemaakt worden door een ROM met andere getallen te gebruiken.

Digitale modulatie

Het moduleren van het uitgangssignaal van het filter uit figuur 6 kan plaats vinden door met een vermenigvuldigschakeling de produkten te berekenen van de uitgangsmonsters van het filter met monsters van het draaggolfsignaal. Als nu in de tijd waarin M monsters worden aangeboden een geheel aantal draaggolfperioden past zullen er hoogstens M verschillende gemoduleerde responsies (afgezien van de amplitude) kunnen optreden. De modulatie kan dan gerealiseerd worden door de oorspronkelijke filtercoefficienten met de waarden van de draaggolfmonsters te vermenigvuldigen en deze produkten op te slaan in het ROM, zodat geen modulatiecircuit als zodanig meer aanwezig is.

EEN DIGITALE DATAZENDER IN I^2L

Deze principes zijn aanleiding geweest om een kompakte datazender te bouwen die met I^2L-technieken op één IC is ondergebracht. Een apart ROM maakt allerlei filterkarakteristieken en zelfs modulatiemethoden gemakkelijk realiseerbaar door een andere inhoud van het ROM te gebruiken. In deze versie is M=4 en worden 300 coefficienten gebruikt [5] .

Blokschema

Figuur 8 stelt het blokschema van de zender voor. Hierin herkennen we de elementen uit figuur 7c met bovendien de timing, omzetter en buffer. De timing levert alle besturings-

signalen en ook de adreskode voor het ROM die daardoor op de goede tijdstippen de juiste coefficient levert bestaande uit een getal van 7 bits met een extra tekenbit. De omzetter leidt van de in het schuifregister circulerende ingangsmonsters signalen X1 en X2 af die een vermenigvuldiging van de coefficient met 1 of met 2 kommanderen en bovendien, samen met het teken van de coefficient, een signaal INV dat een tekenomzetting van het produkt kommandeert. De buffer dient om de produkten

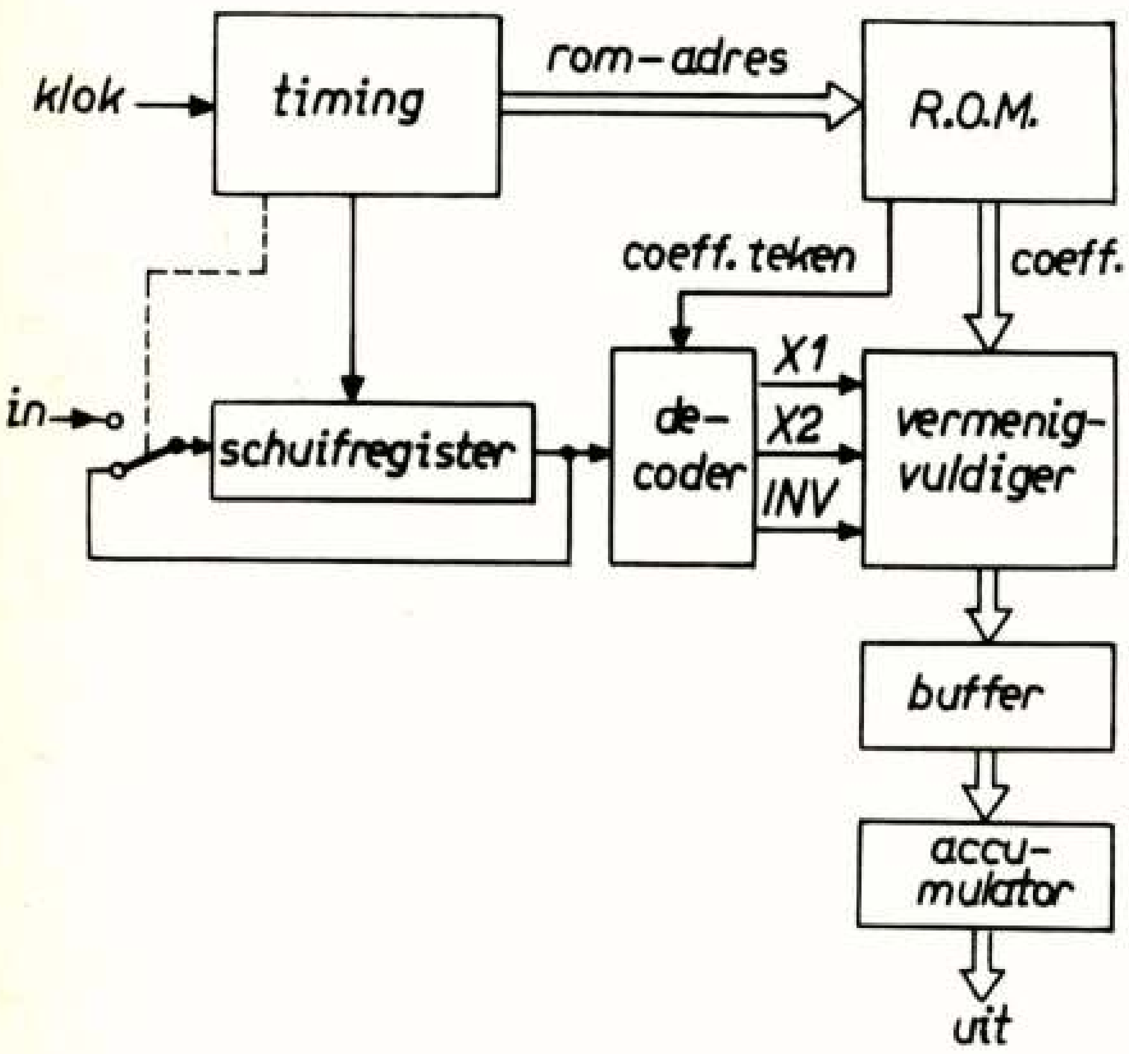


Fig. 8. Blokschema van datazender.

te regenereren voordat zij bij de accumulator worden opgeteld. Op die manier is voor de optelling een hele klokperiode beschikbaar.

Signaalberekening

Het interessantste gedeelte van de zender wordt gevormd door de vermenigvuldiger, buffer en accumulator. Dit gedeelte bestaat uit een aantal identieke trappen waarvan er in figuur 9 een is getekend.

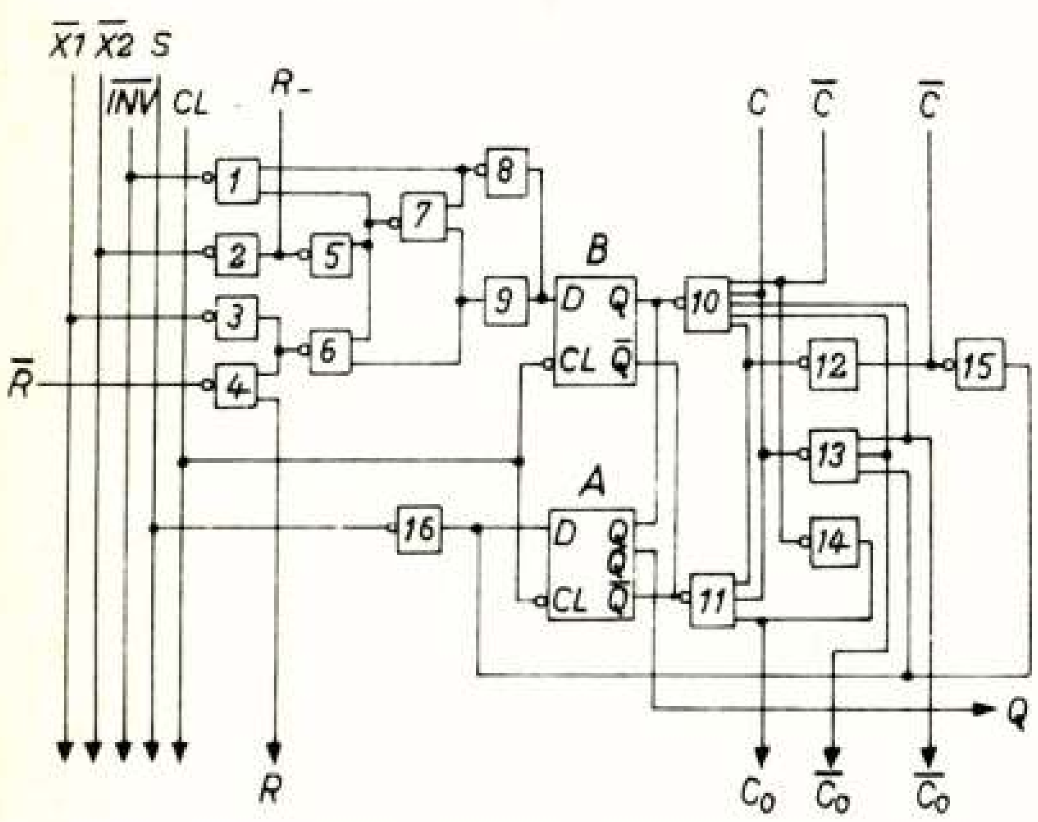


Fig. 9. Trap van vermenigvuldiger, buffer en accumulator.

Behalve de reeds genoemde kommando's X1, X2 en INV zien we een resetkommando S voor het accumulatorregister en een kloksignaal CL voor de flip-flop van buffer en accumulator. Q is de uitgang en R stelt één van de 7 bits van de coefficient voor. Deze wordt ook naar de volgende trap gevoerd en evenzo wordt de bit van de voorafgaande trap binnengevoerd. Tenslotte zien we nog drie carry-ingangen en drie carry-uitgangen.

Vermenigvuldiger

De vermenigvuldiger wordt gevormd door de poorten 1 t/m 9. Als we de ingang $\overline{INV}$ een logische 1 maken, dan zal poort 1 een logische 0 afgeven. De twee uitgangen van deze poort voeden de ingangen van poorten 7 en 8 die daardoor, ongeacht hun verdere ingangssignalen, beide een logische 1 afgeven. Het uitgangssignaal van de vermenigvuldiger, dat is het signaal op de ingang van flip-flop B, wordt dan door poort 9 bepaald en we herkennen hier de OR-schakeling van figuur 4. De poorten 2,3 en 4 fungeren slechts als omkeertrappen zodat de ingang van poort 5 alleen hoog is wanneer X2 waar is en de coefficientbit van de vorige trap de waarde 1 heeft, terwijl de ingang van poort 6 alleen hoog is wanneer X1 waar is en de coefficientbit R de waarde 1 heeft.

Geven we de ingang $\overline{INV}$ een logische 0, dan zal poort 1 een logische 1 afgeven. De ingang van poort 7 wordt nu uitsluitend door de poorten 5 en 6 bepaald zodat poort 7 precies hetzelfde signaal afgeeft als het uitgangssignaal van de vermenigvuldiger in de hierboven geschetste toestand. De ingang van poort 9 wordt nu bepaald door de AND-funktie van de uitgangen van de poorten 5,6 en 7 hetgeen, omdat poort 7 de NAND-funktie van de uitgangen van poorten 5 en 6 levert, altijd 0 geeft. Nu wordt dus de uitgang van de vermenigvuldiger door poort 8 gevormd die het signaal van poort 7 een keer inverteert zodat deze schakeling inderdaad doet wat er van verlangd wordt. Op de ingangen van de buffer flip-flop B vinden we dus het getal dat bij de inhoud van de accumulator flip-flop A moet worden opgeteld.

Opteller

De opteller bestaat per trap uit de poorten 10 t/m 15. De werking ervan zullen we niet op de omslachtige manier zoals hierboven bekijken maar door de logische formules voor zijn uitgangssignalen af te leiden.

We kunnen de volgende tabel opstellen van de signalen zoals die door de zes poorten gemaakt worden, uitgedrukt in ingangssignalen A, B en C waarin A de uitgang van de accumulator, B de uitgang van de buffer en C de carry van de vorige trap voorstelt.

$$10 = \overline{A.\overline{B}} = \overline{A}+B$$
$$11 = \overline{\overline{A}.\overline{B}} = A+B$$
$$12 = \overline{10.11} = \overline{10}+\overline{11} = AB+\overline{A}\overline{B}$$
$$13 = \overline{10.11.C} = \overline{10}+\overline{11}+\overline{C} = AB+\overline{A}\overline{B}+\overline{C}$$
$$14 = \overline{10.\overline{C}} = \overline{10}+C = AB+C$$
$$15 = \overline{12.\overline{C}} = \overline{12}+C = A\overline{B}+\overline{A}B+C$$

Uitgaande van deze tabel vinden we dan de formules voor de uitgangssignalen:

$$C_o = 11.14 = (A+B).(AB+C) = AB+AC+BC$$
$$\overline{C}_o = 10.13 = (\overline{A}+\overline{B}).(AB+\overline{A}\overline{B}+\overline{C}) = \overline{A}\overline{B}+\overline{A}\overline{C}+\overline{B}\overline{C}$$
$$\Sigma = 13.15 = (AB+\overline{A}\overline{B}+\overline{C}).(A\overline{B}+\overline{A}B+C) =$$
$$= A\overline{B}\overline{C}+\overline{A}B\overline{C}+\overline{A}\overline{B}C+ABC$$

C_o stelt de bekende formule voor de carry voor, $\overline{C}_o$ de inverse waarde daarvan en Σ de som zodat deze schakeling inderdaad als opteller werkt.

Het gebruik van drie carry-signalen tussen twee trappen wordt voorgeschreven door de noodzaak om de looptijd van de carry-signalen zo klein mogelijk te houden. Alleen met deze schakeling is in de ongunstigste situatie, namelijk een carry die in de minst significante trap gegenereerd wordt en die alle trappen van de opteller doorlopen moet, de propagatietijd per trap te beperken tot de vertragingstijd van één poort.

De som Σ wordt naar de ingang van de accumulatorflip-flops teruggevoerd en daarin met de eerstvolgende CL puls overgenomen.Het kommando S zorgt ervoor dat de hele accumulator voor het begin van de volgende rekencyclus in 0 wordt gezet doordat via poort 16 aan de ingangen van de accumulator een logische 0 wordt aangeboden.

Lay-out

Figuur 10 laat de lay-out van een trap zien. Dit is de schakeling van figuur 9 met enkele toevoegingen. Zo worden er in de praktijk maximaal vier collectors per I^2L-poort toegestaan zodat poort 10 in figuur 9 is gesplitst. Bovendien is achter de uitgang Q nog een extra uitgangsregister geplaatst zodat de uitgangsmonsters gedurende een hele cyclus aan de uitgang beschikbaar zijn.

In het midden, waar de carry-signalen van de ene trap naar de andere lopen, is te zien hoe kruisingen van geleiders worden gemaakt. Het P-gebied van de injector is daartoe plaatselijk weggelaten maar de beide injectors moeten natuurlijk wel doorverbonden blijven via het aluminium dat altijd bovenop de injector meeloopt om te veel spanningsval langs de injector te voorkomen. De poorten zouden daardoor geen uniforme stuurstroom ontvangen waardoor de door de PNP-stroombronnen geleverde stromen een grotere spreiding zouden vertonen en we dus hogere eisen moeten stellen aan de minimale stroomversterking van de NPN-transistors. Het kruisen van dit aluminium gebeurt nu via stukjes collectordiffusie eronder. Deze mogen natuurlijk niet rechtstreeks in de epitaxiale N-laag gediffundeerd worden omdat ze dan onderling niet geïsoleerd zouden zijn. Daarom worden ze gezamenlijk in een groot P-gebied, dus een grote basisdiffusie, gemaakt zodat er in feite een grote transistor ontstaat. Als we nu nog zorgen dat deze basis aan aarde wordt gelegd (de emitter ligt al automatisch aan aarde), dan zijn alle PN-overgangen gesperd en de collectordiffusies zullen elkaar niet beïnvloeden.

Het voordeel van deze konstruktie is dat we geen dubbellaagsbedradingstechniek (met twee extra maskers) hoeven te gebruiken maar dat we met het bestaande aantal maskers kunnen werken. Natuurlijk vraagt zo'n kruising wel extra chipoppervlakte en een deel van de kunst van het maken van een layout is dan ook om

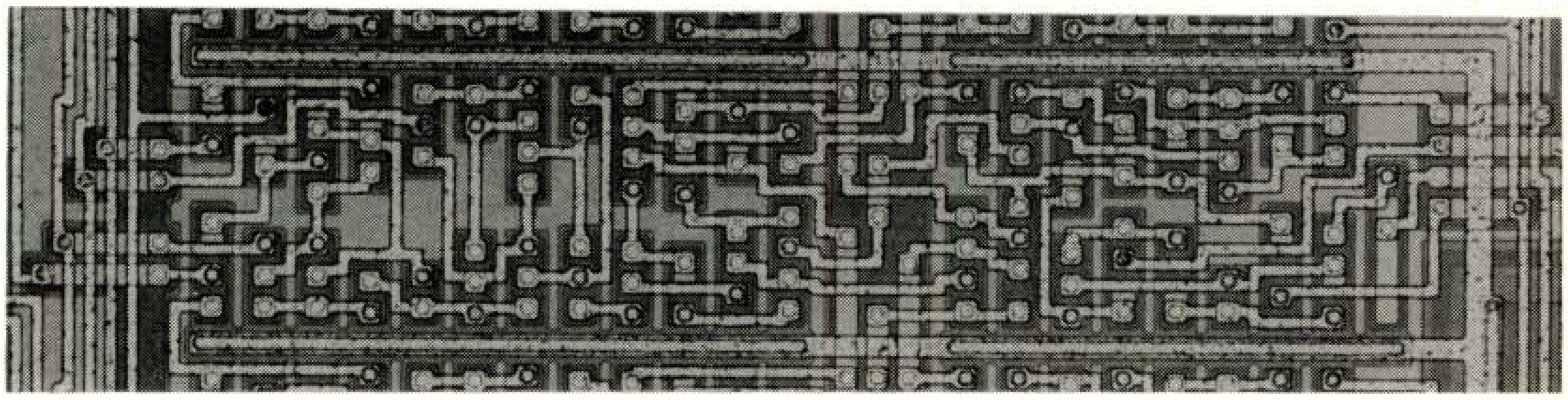


Fig. 10. Lay-out van figuur 9.

kruisingen zoveel mogelijk trachten te vermijden.

Konklusie

I^2L blijkt een goede LSI-bouwsteen te zijn, zoals met deze datazender is ondervonden. De totale schakeling van ongeveer 800 poorten (inklusief interface-schakelingen om in- en uitgangssignalen TTL-compatible te maken) blijkt op een chip van 13 mm^2 te kunnen worden verwezenlijkt bij een totaal opgenomen vermogen van 60 mW. Deze chip kan met voordeel worden toegepast in het zendgedeelte van de meeste gangbare datatransmissiesystemen via telefoonlijnen

Referenties

1 H.H. Berger, S.K. Wiedmann, "Merged transistor-logic-A low-cost bipolar logic concept", ISSCC Dig.Tech.Papers, pp 90-91, Feb. 1972.

2 C.M. Hart, A. Slob, "Integrated injection logic - A new approach to LSI", ISSCC Dig.Tech.Papers, pp 92-93, Feb. 1972.

3 C.M. Hart, A. Slob, H.E.J. Wulms, "Bipolar LSI takes a new direction with I^2L", Electronics, no. 20, pp. 111-118, Oct. 1974.

4 P.J. van Gerwen, "Het gebruik van digitale schakelingen bij data transmissie" Philips Technisch Tijdschrift, no. 3, pp. 71-82, 1969.

5 W.A.M. Snijders, N.A.M. Verhoeckx, H.A. van Essen, P.J. van Gerwen, "Digital generation of linearly modulated data waveforms", IEEE Transact. on Comm., Nov. 1975.

Voordracht gehouden 21 mei 1975 op de Afdeling der Elektrotechniek THT tijdens een gemeenschappelijk symposium van het NERG (werkvergadering nr. 246) en de Benelux-section IEEE.

ELASTISCHE OPPERVLAKTEGOLVEN IN EEN GELAAGD SUBSTRAAT

Ir. A. Venema

Laboratorium voor Elektrotechnische Materialen
Afdeling der Elektrotechniek, Technische Hogeschool Delft

Naast de realisaties van vertragingslijnen en filters werkend met elastische oppervlaktegolven op homogene piezoelektrische kristalsubstraten, zoals kwarts en lithiumniobaat, is er een toenemende belangstelling waar te nemen ten aanzien van gelaagde (inhomogene) substraten.
In dit artikel zullen enkele facetten van voortplanting van elastische oppervlaktegolven in een gelaagd substraat worden toegelicht en wel die in het laboratorium voor Elektrotechnische Materialen worden onderzocht.

INLEIDING

De toepassing van elastische golven (ook wel akoestische golven genoemd) in vaste stoffen, speelt in de elektrotechniek sedert lange tijd een belangrijke rol.

Filters in de vorm van nauwkeurig gedimensioneerde piezoelektrische kristallen en vertragingslijnen voor het vertragen of opslaan van signalen vormen de bekendste toepassingen[1]. Het elektrische signaal wordt eerst omgezet in een akoestisch signaal, dat de vereiste signaalbehandeling ondergaat, waarna het weer in een elektrisch signaal wordt omgezet. De omzettingen van elektrische naar akoestische energie en vice versa kunnen op zichzelf worden gebruikt om de gewenste signaalbehandeling te realiseren.

Elastische golven in vaste stoffen hebben de aantrekkelijke eigenschap dat de golfsnelheid een faktor 10^5 lager ligt dan die van elektromagnetische golven, zodat we voor de vertraging van een signaal een faktor 10^5 minder mediumlengte nodig hebben dan bij elektromagnetische golven.

Men heeft aanvankelijk bij akoestische vertragingslijnen en filters gebruik gemaakt van volumegolven (bulk waves). Elastische volumegolven zijn golven die zich in een oneindig uitgebreid medium kunnen voortplanten.

Hierin onderscheidt men twee golftypen:

A. longitudinale golven, d.w.z. de materiedeeltjes verplaatsen zich evenwijdig aan de voortplantingsrichting van de golf (Fig. 1a).

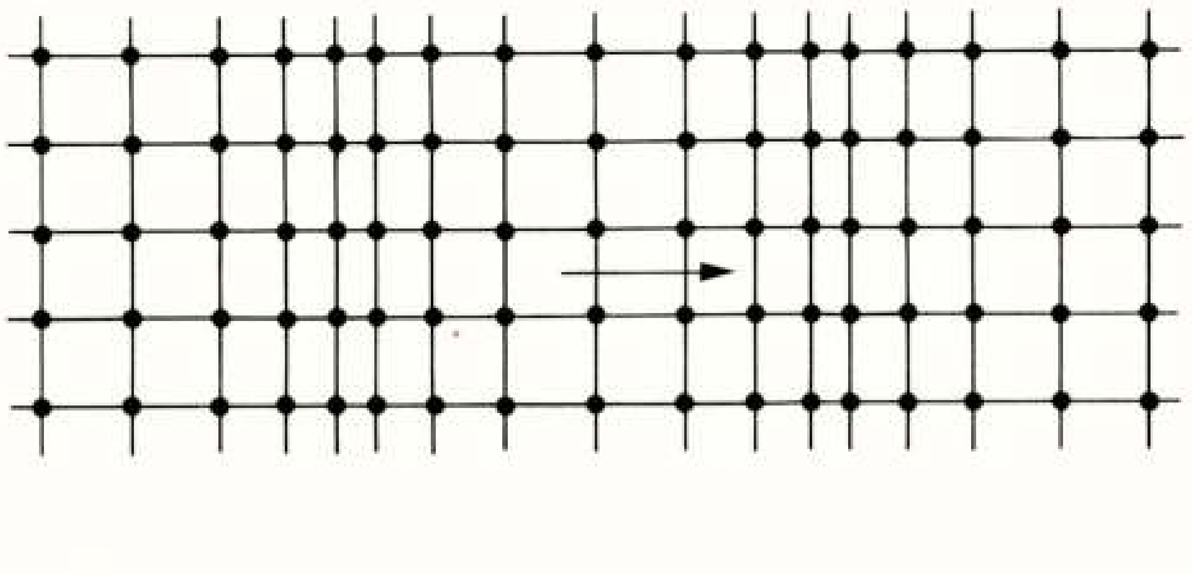


Fig. 1a. Longitudinale golf. De knooppunten stellen materiedeeltjes voor. Het materiaal wordt beurtelings samengedrukt en uitgerekt in de richting van de golfvoortplanting.

B. transversale golven, waarbij de materiedeeltjes zich loodrecht op de voortplantingsrichting verplaatsen (Fig. 1b .

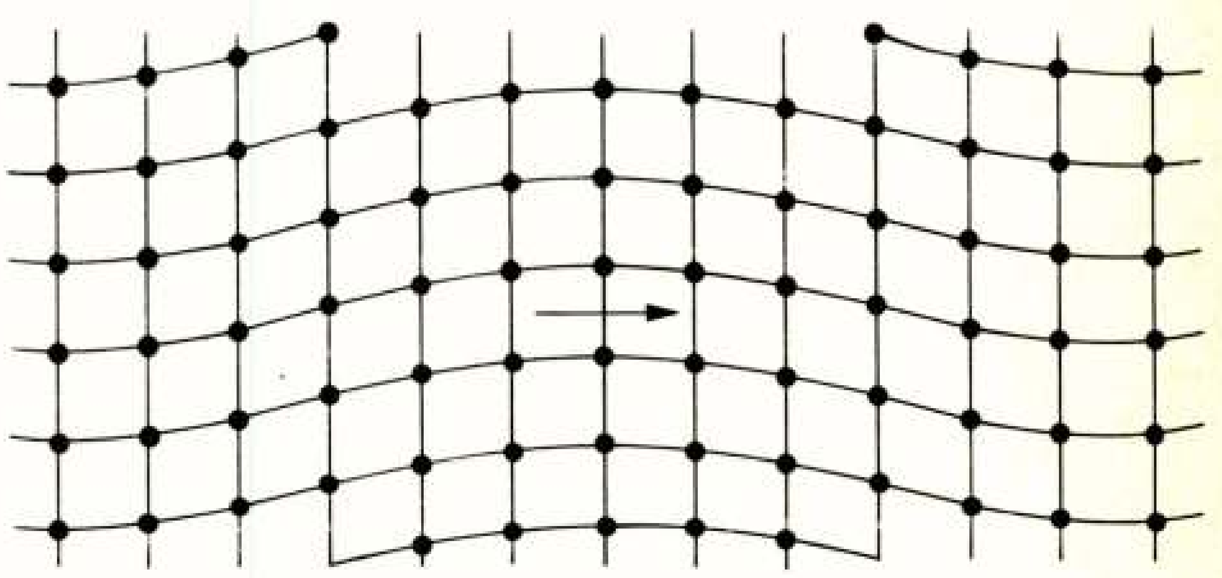


Fig. 1b. Transversale golf. De materieverplaatsing staat loodrecht op de richting van de golfvoortplanting.

In 1885 toonde Lord Rayleigh langs theoretische weg de existentie van elastische oppervlaktegolven aan[2]. Als medium werd beschouwd een isotrope elastische halfruimte met een vlakke begrenzing vrij van mechanische normaalspanningen. Het is in deze situatie mogelijk dat zich een niet-uniforme elastische oppervlaktegolf (met vlak golffront) langs het spanningsvrije oppervlak voortplant met een indringdiepte in het medium van twee- tot driemaal de golflengte. Men noemt dit type golf een Rayleigh golf. (Fig. 1c).

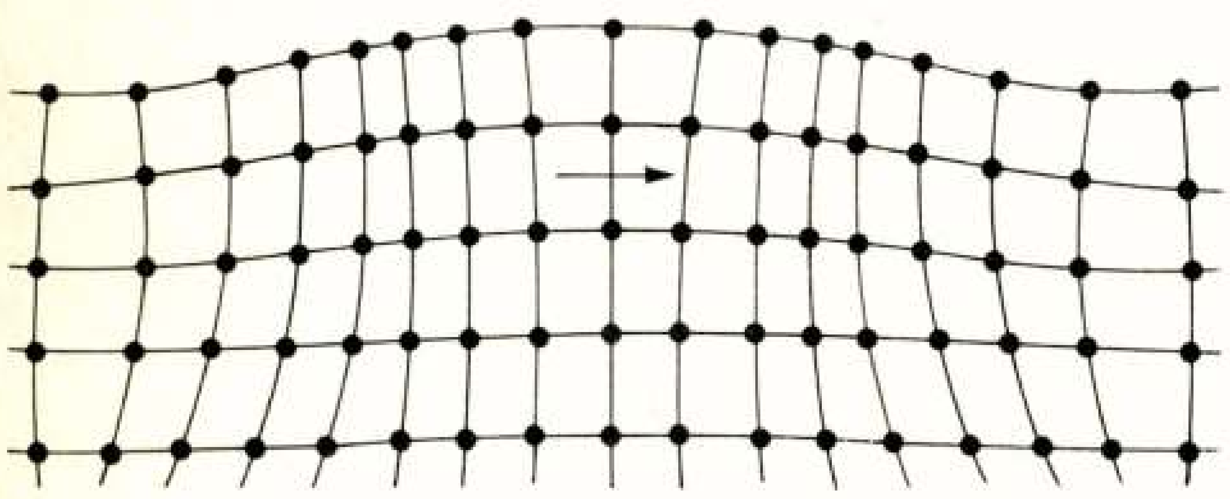


Fig. 1c. Rayleigh golf.

1. Het is dus mogelijk substraten te gebruiken met een dikte groter dan driemaal de golflengte.
2. De golfsnelheid van Rayleigh golven is lager dan die van de transversale volumegolf die zich in dat medium kan voortplanten, dus ook een factor 10^5 lager dan de golfsnelheid van elektromagnetische golven. Een realistische waarde voor de fasesnelheid van Rayleigh golven is 3000 m/s, dit houdt in dat bij toepassingen in het frekwentiebereik: 10 MHz tot 1 GHz de golflengten zullen liggen in het bereik van: 300 μm tot 3 μm.
3. De golfopwekking en -detektie geschiedt door middel van een interdigitale transducer. De vorm van deze planaire metaalstruktuur (Fig. 2a) bepaalt de vorm van de doorlaatband van het filter (vertragingslijn).

Het zijn deze eigenschappen van de Rayleighgolf en de transducent, die er toe hebben geleid dat er heden ten dage veel toepassingen van zijn te vinden in de elektrotechniek en wel in het bijzonder in de telecommunicatietechniek[3,4,5].

De grondvorm van de meeste filters werkend met elastische oppervlaktegolven is de elementaire vertragingslijn bestaande uit twee interdigitale transducers, aangebracht op een vlak gepolijst oppervlak van een piezoelektrisch kristalsubstraat, en op zekere afstand van elkaar aangebracht (Fig. 3).

DE INTERDIGITALE TRANSDUCER

De nog steeds meest efficiente methode om elastische oppervlaktegolven op te wekken is de elektrische opwekking met behulp van de door White en Voltmer ontwikkelde interdigitale transducer[3] (i.d.t.). De i.d.t. wordt aangebracht op het oppervlak van een homogeen piezoelektrisch substraat (Fig. 2a).

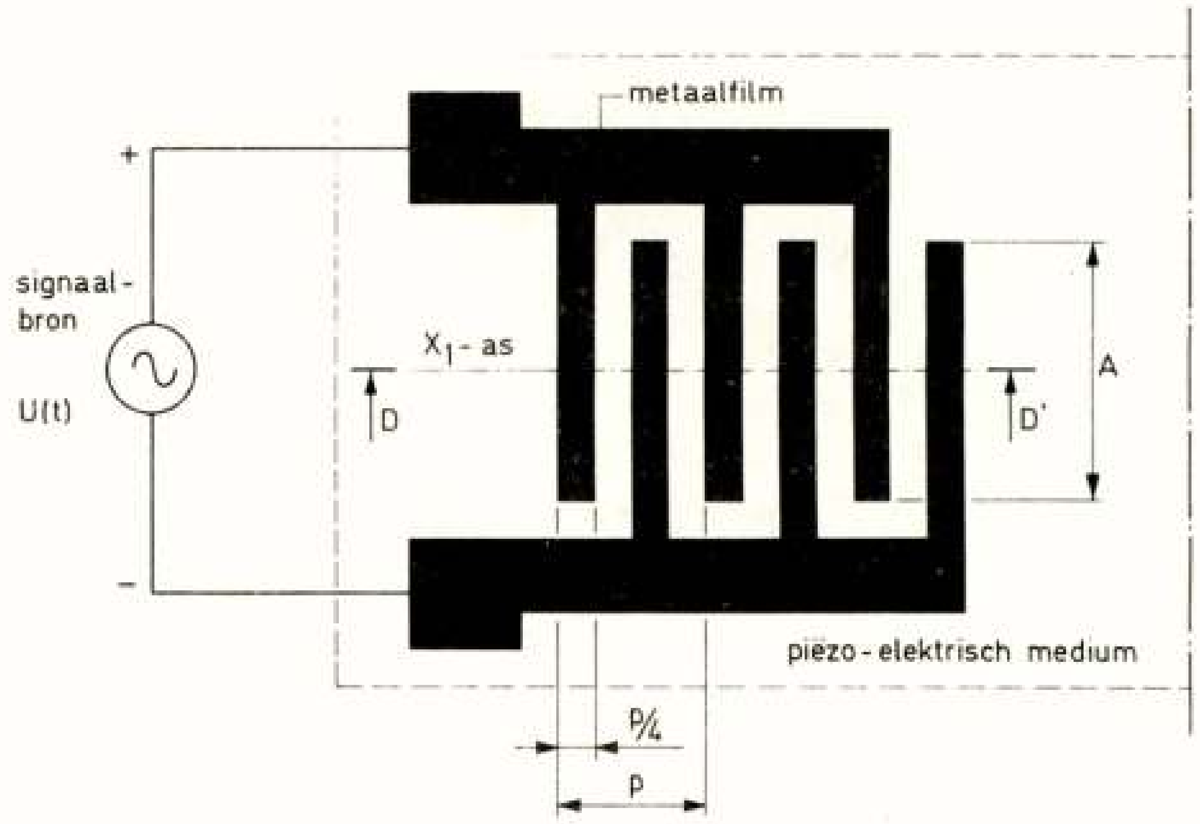


Fig. 2a. Bovenaanzicht van een uniforme interdigitale transducer.

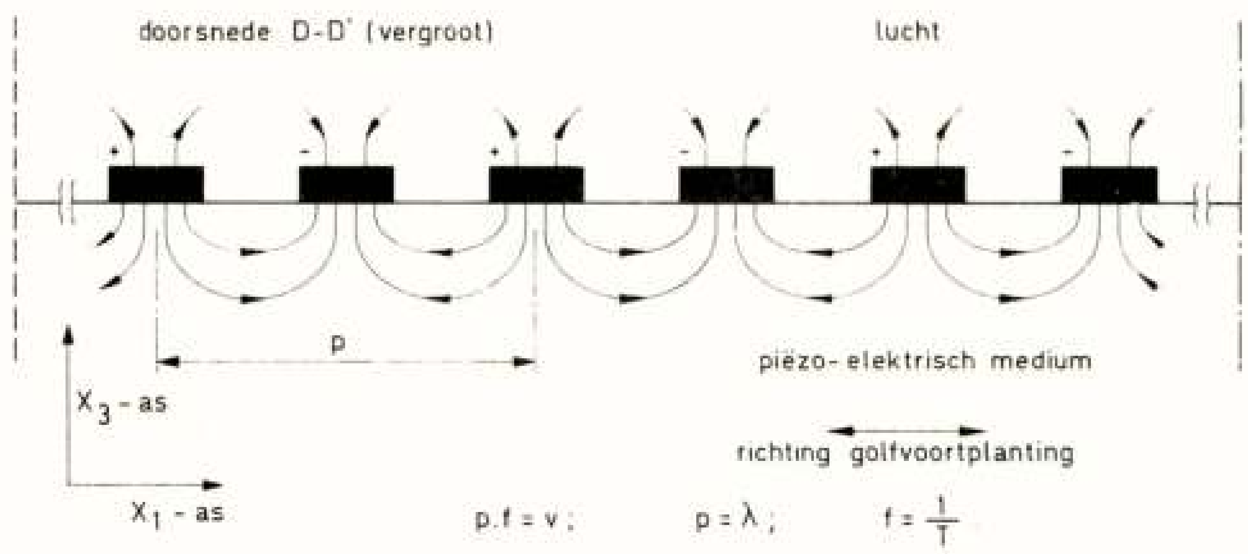


Fig. 2b. Doorsnede van de transducer uit Fig. 2a. De geschetste verdeling van het elektrisch veld hoort bij een aangenomen momentane waarde van het elektrisch ingangssignaal.

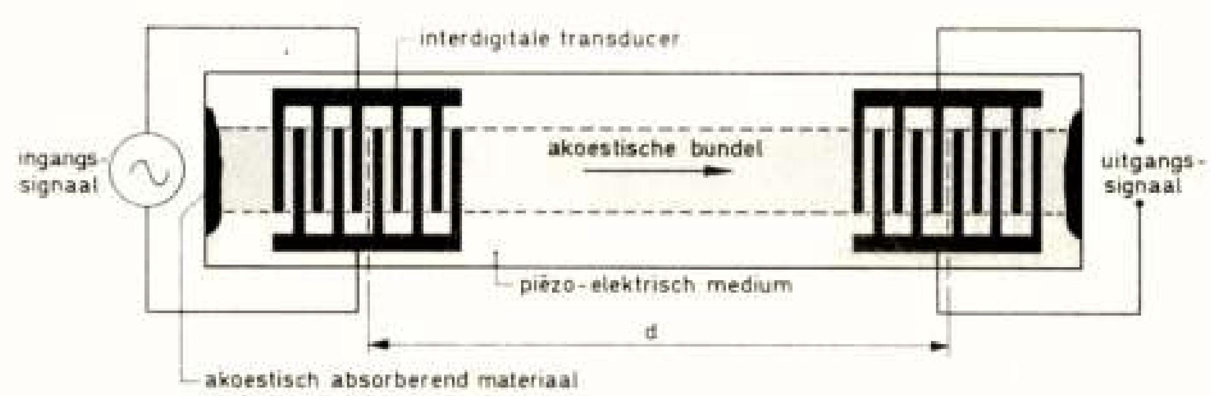


Fig. 3. Vertragingslijn werkt met elastische oppervlaktegolven.

Lithiumniobaat en kwarts zijn heden ten dage veelvuldig gebruikte piezoelektrische substraatmaterialen.

Uit een op het oppervlak opgedampte metaallaag van bijvoorbeeld aluminium of goud (met een onderliggende hechtingslaag van chroom) wordt door toepassing van de fotolithografische technieken van het planaire IC-proces, het metaalpatroon van de i.d.t. geëtst.

In Fig. 2b is een doorsnede van de i.d.t. weergegeven. Een bepaalde polariteit, die bij een momentane waarde van het sinusvormige ingangssignaal behoort, wordt hierbij aangenomen.

Ten behoeve van het opwekken van Rayleigh golven moet men de beschikking hebben over een vertikale en een horizontale drijvende kracht, die ruimtelijk $\frac{\pi}{2}$ radialen

in fase moeten zijn verschoven.

Door tussenkomst van het piezoelektrisch mechanisme van het substraat worden de horizontale- en de vertikale komponenten van het elektrisch veld in daarmee evenredige mechanische krachten omgezet. Zo ontstaan samendrukkingen en rekkingen van het materiaal onder de transducer.

Twee vingers (één vingerpaar) zenden over de periode van een sinusvormige spanning een Rayleigh golf uit, van één golflengte λ. Eén vingerpaar geeft echter geen voldoende sterk akoestisch signaal. Door meer vingerparen naast elkaar te leggen en er tevens voor te zorgen dat de afstand tot een naastliggend vingerpaar zodanig is dat indien de golf er halverwege onder is gekomen, de vingerpotentiaal juist van teken is gewisseld, ontstaat konstruktieve interferentie (amplitude-ondersteuning). Dit omdat de uitwijking van de golf dan in fase is met die van het naastliggende vingerpaar. Dan geldt dat:

$$p = \lambda.$$

p is de periode van de vingerparen,
λ is de golflengte van de oppervlaktegolf.

Voorts geldt:

$$v_f = p \cdot f_o$$

v_f is de fasesnelheid van de oppervlaktegolf,
f_o is de synchrone frekwentie van de oppervlaktegolf, waarvoor $p = \lambda$ is.

Er zijn verschillende uitvoeringsvormen van i.d.t.'s. Tenzij anders vermeld zullen we uitsluitend de uniforme i.d.t. in onze beschouwingen betrekken. Voor uniforme i.d.t.'s geldt dat de afstand tussen de vingers gelijk is aan de breedte p/4 van de vingers (Fig. 2b) en dat de overlapping A van de vingers, die een maat is voor akoestische signaalsterkte, konstant is.

Een i.d.t. heeft een banddoorlatend karakter.

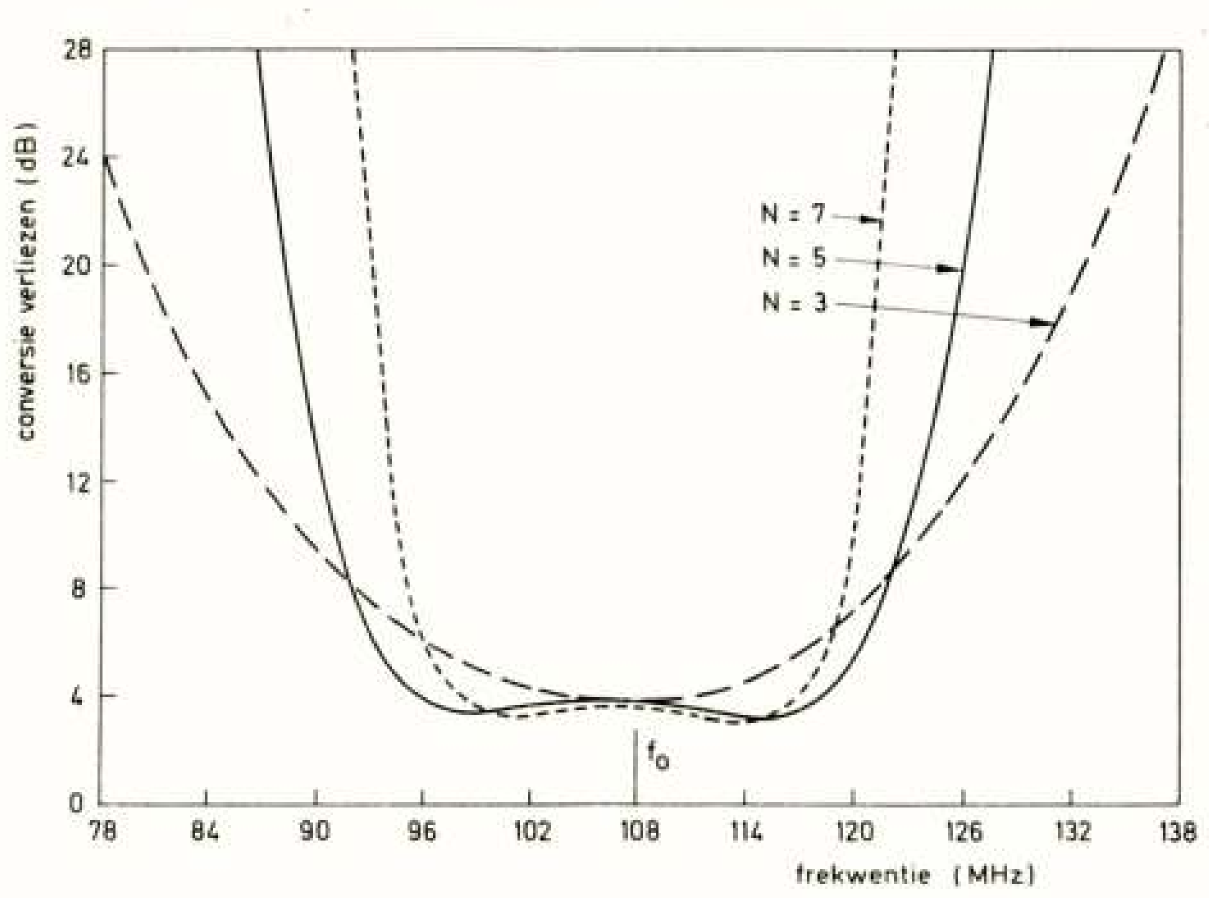


Fig. 4a. Conversie verliezen als funktie van de frekwentie van een interdigitale transducer betrokken op een 50 ohm signaalgenerator. Het aantal vingerparen is resp. 3, 5 en 7. Het piezoelektrisch substraat is lithiumniobaat. (W.R. Smith et al.[8]).

De synchrone frekwentie van een oppervlaktegolf is die frekwentie, waarbij de golflengte precies past op de struktuurperiode van de i.d.t. Bij de frekwentie f_0 versterken de individuele bijdragen van ieder vingerpaar elkaar zodanig dat het akoestisch signaal zijn maximale waarde bereikt. Wijken we met de signaalfrekwentie enigszins af van f_0, dan neemt die versterking af, doordat de individuele bijdragen elkaar gaan tegenwerken. Hoe langer de i.d.t. is, en dus hoe groter het aantal vingerparen is, des te gemakkelijker een kleine variatie in de frekwentie er de oorzaak van zal zijn dat het akoestisch signaal aan de ene kant van de i.d.t. opgewekt, het signaal aan de andere kant zal tegenwerken.

Een lange i.d.t. is dus zeer geschikt om signaalfrekwenties in een smalle band op te wekken resp. te ontvangen.

Ook de invloed van het aantal vingerparen en de sigsignaalfrekwentie op het faseverschil tussen het akoestisch signaal en elektrisch signaal volgt uit deze beschouwingswijze (Fig. 4b).

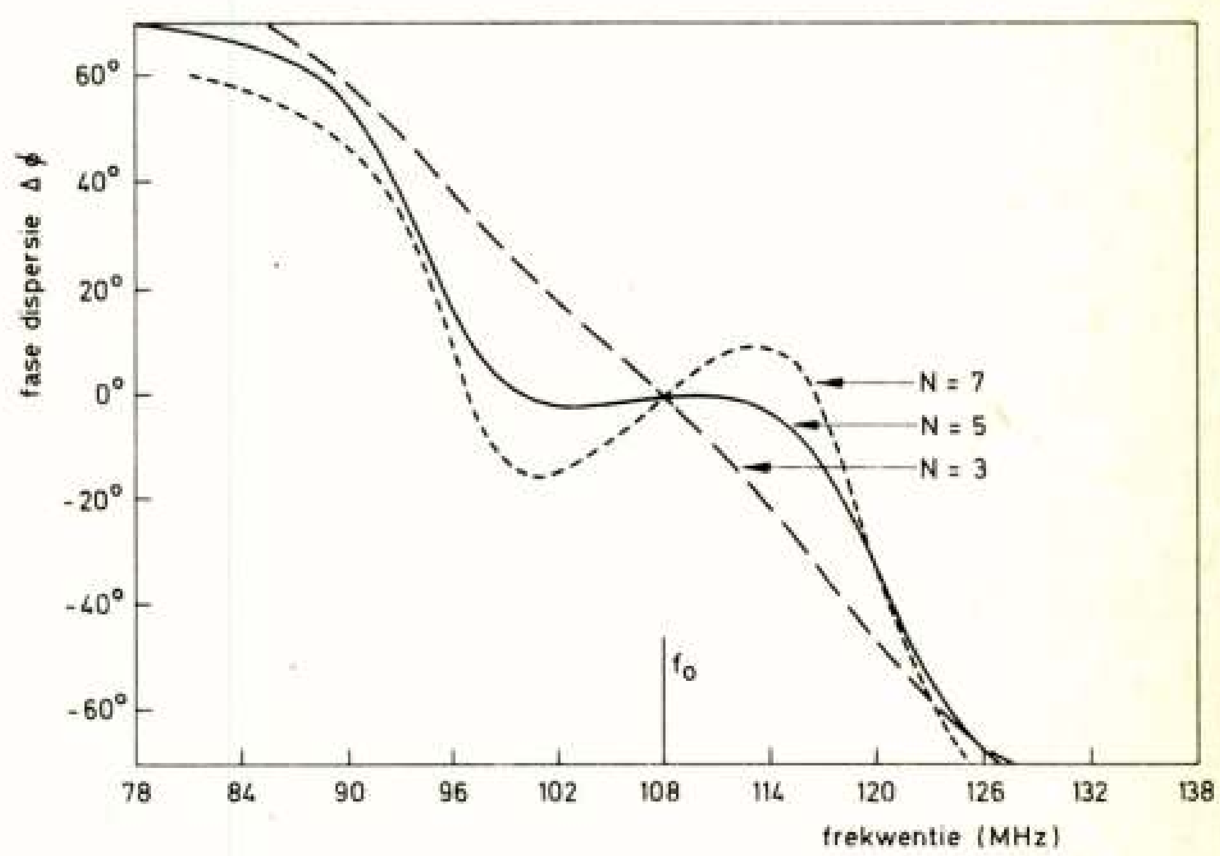


Fig. 4b. Voor dezelfde transducers als in Fig. 4a wordt het faseverschil als funktie van de frekwentie gegeven tussen de uitgaande akoestische golf en het elektrisch ingangssignaal. (W.R. Smith et al.[8]).

Als gevolg van het banddoorlatend karakter van de i.d.t., zijn hiermee bandfilters te realiseren voor telekommunikatie toepassingen. Bij de i.d.t. als opwekker (zender) van elastische oppervlaktegolven, maakten we gebruik van het feit dat in een piezoelektrisch materiaal, een aangelegde elektrische veldsterkte een samendrukking of rek bewerkstelligt. Het omgekeerde is in dit materiaal ook mogelijk. Een aangelegde mechanische kracht brengt een

elektrische polarisatie in het piezoelektrisch materiaal teweeg.

Het is om deze reden dat de i.dt. ook als ontvanger van golfenergie funktioneert.

GELAAGDE SUBSTRATEN

Bij homogene piezoelektrische kristalsubstraten speelt het kostenaspect een grote rol vooral voor een laboratorium waar men immers niet ingesteld is op massaproduktie van filters. Mede om deze reden, maar ook om het zoeken naar een alternatief voor homogene substraten is men een onderzoek begonnen naar de opwekking, voortplanting en detektie van elastische oppervlaktegolven in inhomogene substraten (gelaagde substraten).

Veel resultaten uit het vakgebied van de toepassing van elastische oppervlaktegolven voor de elektrotechniek, zijn gebaseerd op resultaten uit de seismologie en de mikrogolftheorie en -techniek voor elektromagnetische golven. Aangezien men in de seismologie reeds vertrouwd is met het gelaagd substraat: aardkorst-onderliggende materie, is het begrijpelijk dat men op micronschaal de resultaten ervan tracht over te planten naar het toepassingsgebied voor de elektrotechniek.

Ook in een voldoende dik gelaagd substraat met een vlakke begrenzing die vrij is van mechanische normaalspanningen kunnen zich Rayleigh golven voortplanten. In dit artikel zullen we ons beperken tot de laagste mode (grond mode) van de Rayleigh golf.

De fasesnelheid is nu een funktie van de golflengte en dikte van de lagen waaruit het substraat is samengesteld en wordt tot uitdrukking gebracht door het produkt kh van de grootten van golfvektor k en laagdikte h.

De goed ontwikkelde vervaardigingstechniek voor dunne lagen staat ten dienste.

Kiest men het goedkope amorfe (dus niet piezoelektrische) glas, bijvoorbeeld Dow Corning 7059 als basismateriaal, dan zal men voor een piezoelektrisch medium moeten zorgen, waartegen de interdigitale transducer is aangebracht (Fig. 5).

Er zijn in de literatuur voldoende realisaties te vinden vooral van vertragingslijnen, opgebouwd uit glas met een opgedampte piezoelektrische laag van bijv. zinkoxyde (ZnO) of cadmiumsulfide (CdS). Men kan nog een stap verder gaan en denken aan een integratie op eenzelfde siliciumkristal met PN-elektronika in de vorm van een geïntegreerd circuit (IC) vervaardigd met behulp van de planaire IC-techniek[6].

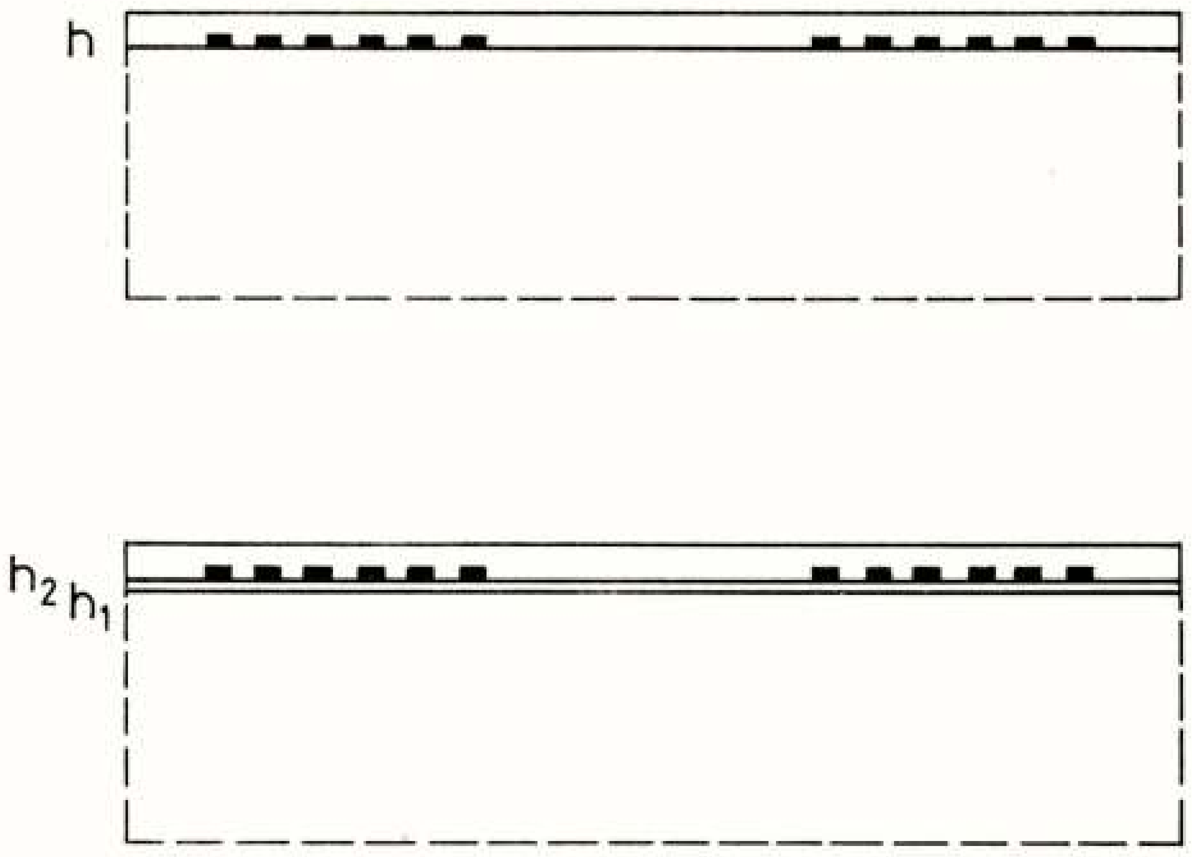


Fig. 5. Schematische opzet van een amorf substraat bedekt met een piezoelektrische laag en een geoxydeerd siliciumsubstraat met een piezoelektrische bovenlaag. De transducerkonfiguratie is die van het type A.

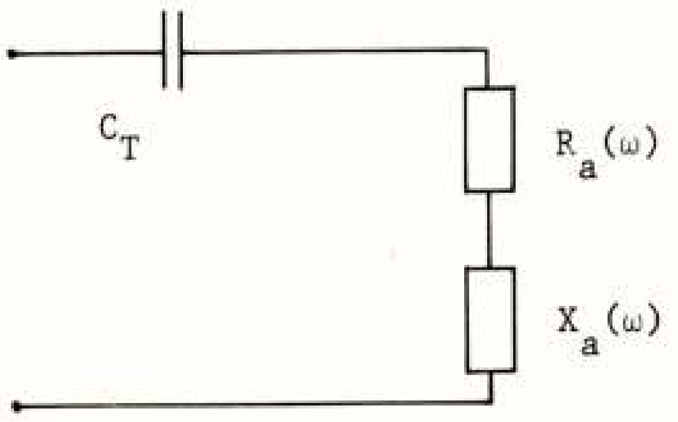
Aangezien silicium geen piezoelektrisch kristal is, moet ook hier weer een piezoelektrische laag over de transducer worden aangebracht. In dit geval is de zaak hiermee niet afgedaan. Het is namelijk voor de vervaardiging van een IC noodzakelijk dat het siliciumsubstraat een lage elektrische specifieke weerstand bezit van bijv. 0,2 Ωcm tot 5 Ωcm. De dan optredende signaalverliezen voorkomt men door een elektrisch isolerende laag aan te brengen tussen interdigitale transducer en het siliciumsubstraat.

Daar kiezen we uiteraard het siliciumdioxyde (SiO_2) voor, dat door middel van thermisch groeien op het siliciumsubstraat is aan te brengen. We voldoen meteen aan de proceseis van de planaire IC-techniek, waarin dit oxyde wordt gebruikt voor de vervaardiging van diffusievensters en elektrische isolatie van kontaktvlakken. Door de keuze van de planaire IC-techniek als realisatietechniek, zit men aan een drie-lagen substraat vast, waarvan dus twee materialen vast liggen, te weten het SiO_2 en het Si. (Fig. 5).

Aangezien het akoestisch device (bouwsteen) in een elektrisch netwerk zal worden opgenomen is het van belang het elektrisch vervangschema van een interdigitale transducer op te kunnen stellen.

Door W.R. Smith en medewerkers van Stanford University zijn in 1969 twee vervangschema's voor een uniforme interdigitale transducer op een homogeen piezoelektrisch kristalsubstraat ontwikkelt, die nog steeds hun bruikbaarheid bewijzen[7,8].

Een van de vervangschema's is als volgt*:



waarin:

$$R_a(\omega) \simeq \hat{R}_a\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$$

$$X_a(\omega) \simeq \hat{R}_a\left(\frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}\right)$$

met $x = \dfrac{N\pi(\omega-\omega_o)}{\omega_o}$ en $C_T = NC_s$

C_s: capaciteit per vingerpaar
N : aantal vingerparen
C_T: capaciteit van de transducer

*) het andere vervangschema is de duale vorm hiervan.

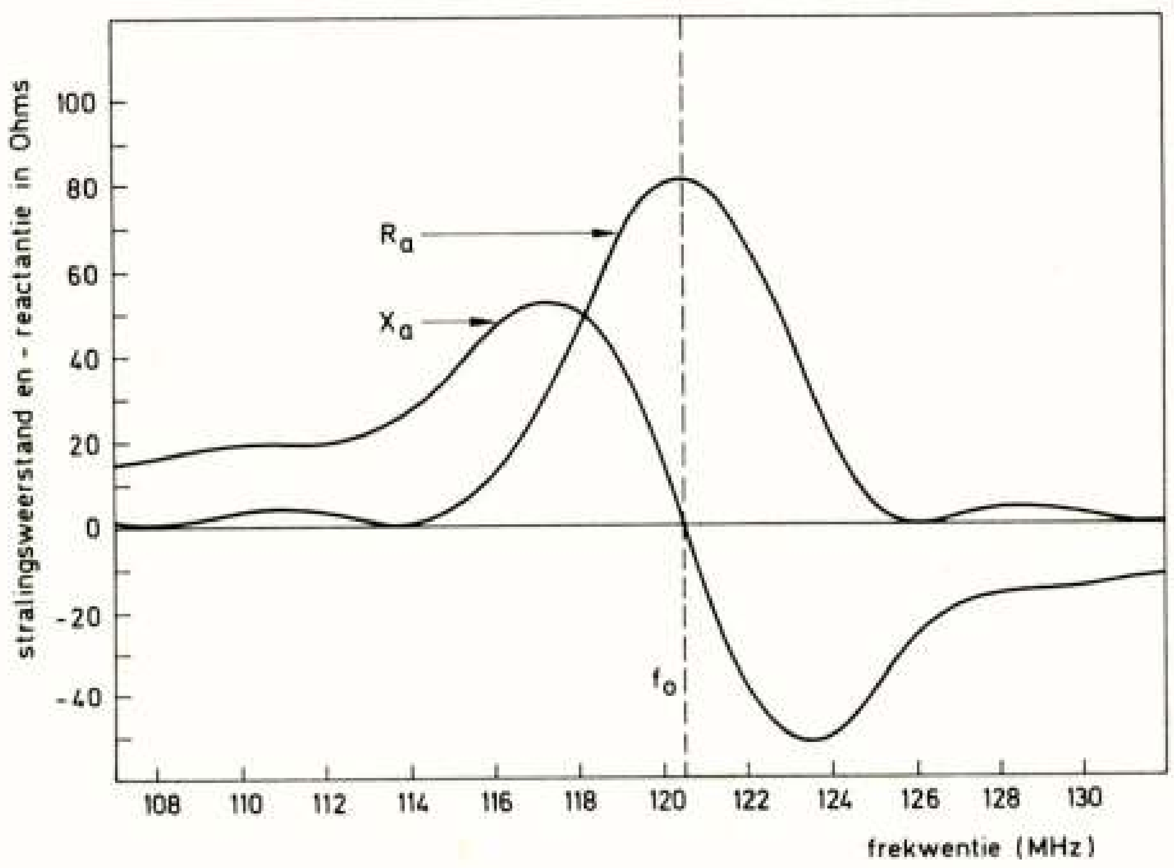


Fig. 6. Akoestische stralingsweerstand en reaktantie van een uniforme interdigitale transducer op lithiumniobaat met 20 vingerparen. $R_a(f_o) = 82$ ohm. (W.R. Smith et al.[8]).

$$\hat{R}_a = \frac{4}{\pi} K^2 \frac{1}{\omega_o C_s} \qquad \text{dus } \hat{R}_a \text{ evenredig met } K^2.$$

De grootheid K wordt de piezoelektrische koppeling genoemd en bevat de piezoelektrische-, stijfheids- en permittiviteitskonstanten voor de gekozen kristalsnede en voortplantingsrichting.

K is een belangrijke ontwerpgrootheid voor een interdigitale transducer, vooral bij een gelaagd substraat.

K is nl. een maat voor de omzetting van elektrische naar akoestische energie en omgekeerd. Nu kan men bewijzen[9] dat geldt: $K^2 \simeq 2\frac{v-v^1}{v}$, waarin v^1 de fasesnelheid is van een piezoelastische oppervlaktegolf, waarbij een oneindig dunne elektrisch perfekt geleidende metaallaag op het beschouwde kristaloppervlak is aangebracht. De tangentiele component van elektrisch veld aan het oppervlak is nul. v is de fasesnelheid zonder die metaallaag. Er geldt $v^1 < v$, omdat door het aanbrengen van de perfekt elektrisch geleidende metaallaag de piezoelektrische verstijving aan het oppervlak van het substraat vervalt. (De bindende elektrische krachten tijdens de golfbeweging worden weggenomen, de stijfheid van het materiaal aan het oppervlak neemt af. Zowel v als v^1 zijn bij een homogeen piezoelektrisch substraat, voor een bepaald gekozen snede en voortplantingsrichting, konstant. Dus K is konstant.

Voor een twee-lagen substraat bestaande uit een piezoelektrische laag op een niet-piezoelektrische "halfruimte" is dat niet zo en is K een funktie van kh. (k is de grootte van de golfvektor en h de laagdikte) (zie Fig. 8).

Uit het voorgaande zou gesuggereerd kunnen worden dat er maar één transducerkonfiguratie zou bestaan, nl. die waarbij de interdigitale transducer zich onder de piezoelektrische laag bevindt. Er zijn er echter vier. (Fig. 7a,b,c,d).

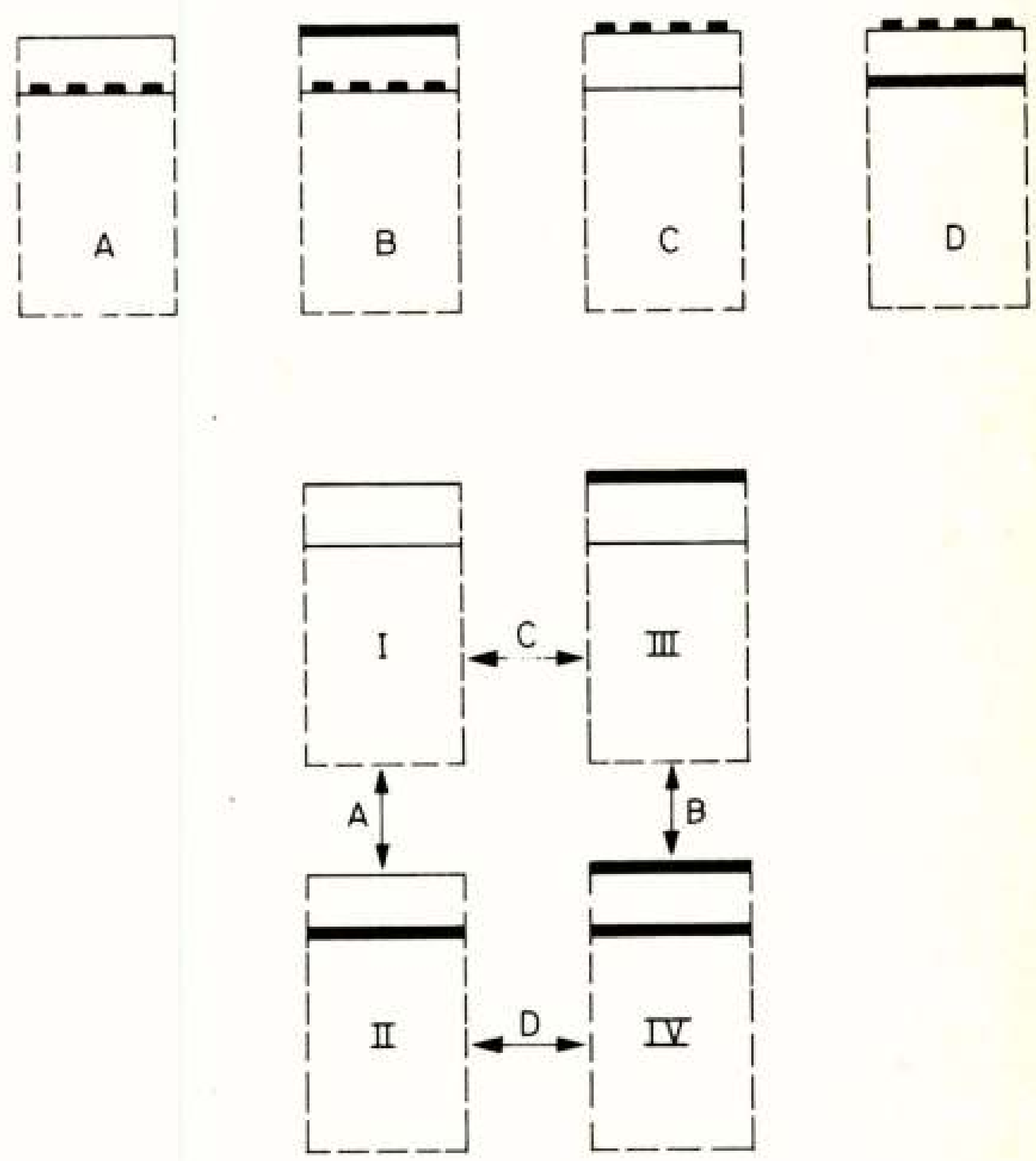


Fig. 7. De vier mogelijke transducerkonfiguraties A, B, C en D voor een piezoelektrische laag op een niet piezoelektrisch medium. De hulpkonfiguraties I, II, III, en IV dienen om de piezoelektrische koppeling te kunnen berekenen. (L.P. Solie[10]).

Voor de bepaling van K wordt de interdigitale transducer vervangen door een ononderbroken oneindig dunne, elektrisch perfekt geleidende laag. Vervolgens wordt de fasesnelheid v als funktie van kh berekend voor de

volgende hulpkonfiguraties: I, II, III, IV.

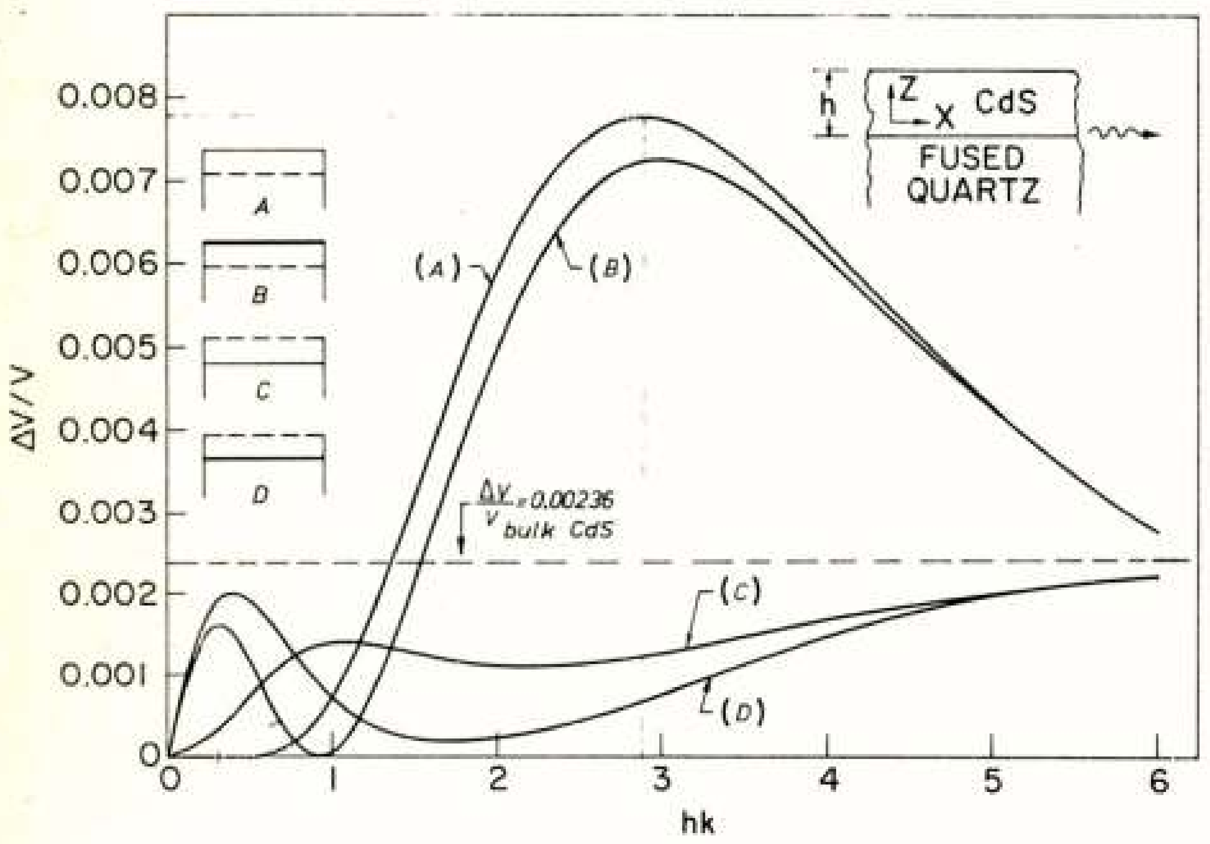
Konfiguratie A : $K_A^2 = 2 \frac{v_I - v_{II}}{v_I}$

Konfiguratie B : $K_B^2 = 2 \frac{v_{III} - v_{IV}}{v_{III}}$

Konfiguratie C : $K_C^2 = 2 \frac{v_I - v_{III}}{v_I}$

Konfiguratie D : $K_D^2 = 2 \frac{v_{II} - v_{IV}}{v_{II}}$

Neemt men als voorbeeld het 2-lagen substraat CdS-fused quartz (glas) dan vindt men de grafieken voor $\frac{\Delta v}{v}$ (hk). (Fig. 8).



From Dr. Leland P. Solie Thesis Stanford University

Fig. 8. $\frac{\Delta v}{v}$ voor de transducerkonfiguraties A, B, C en D. Het gelaagd substraat is piezoelektrisch cadmiumsulfide op amorf kwarts.

Voor hk naderend tot 0, nadert $\frac{\Delta v}{v}$ tot 0. Immers indien de piezoelektrische laag verdwijnt is $v_{glas} = v_{glas\ met\ metaal}$! Anders gezegd de piezoelektrische koppeling verdwijnt.

Voor de transducerkonfiguraties A en B geldt dat voor kh naar oneindig $\frac{\Delta v}{v}$ naar 0 nadert.

Bij een oneindig dikke piezoelektrische laag (halfoneindige ruimte) zal $v_I = v_{II}$ en $v_{II} = v_{IV}$.

Indien men bij de transducerkonfiguratie C en D kh naar oneindig laat gaan, verkrijgt men de zgn. bulkwaarde van K voor een halfoneindig CdS-kristal. Met dit gegeven, ziet men uit de grafieken dat K_A voor kh ≈ 3 (d.w.z. h ≈ 0,5 λ) ongeveer 3 maal zo groot is als K_{bulk}.

Door het beleggen van amorf materiaal (glas) met een laag piezoelektrisch CdS verkrijgt men in de A en B konfiguratie voor kh ≈ 3 een ongeveer driemaal hogere omzettingsgraad dan voor een interdigitale transducer op een CdS-kristal[10]. (Fig. 8).

Stel dat men een transducer wil ontwerpen voor een synchrone frekwentie f_o = 20 MHz voor kh ≈ 3. Uit Fig. 9 vindt men voor v = 2000 m/s. Dit levert op een golflengte λ = 100 μm. Dus een laagdikte van CdS h = 50 μm is nodig, hetgeen technisch moeilijk realiseerbaar is.

Een nog goed te fabriceren laagdikte is h = 16 μm. Voor kh ≈ 3 geeft dit een λ = 32 μm en uiteindelijk een synchrone frekwentie f_o = 65 MHz, die geen probleem oplevert.

Bij gebruiken van de krommen C en D en de eerste piek van kromme B moet men genoegen nemen met een lagere waarde van K en de hoge conversieverliezen die daarvan het gevolg zijn. Deze krommen zijn echter zeer goed bruikbaar voor hogere frekwenties. Daar staat weer tegenover de nogal problematische fabrikage van een interdigitale transducer op een CdS-laag.

De overgang naar het 3-lagen substraat is nu eenvoudig, althans wat de berekening van K betreft. Ook hier zijn weer vier konfiguraties te onderscheiden. Uit het feit dat: $v_{Si} > v_{SiO_2} > v_{CdS}$ is aannemelijk te maken dat $v(kh_2)$ met kh_1 als parameter een analoog verloop heeft zoals in Fig. 9 is weergegeven.

Volgens eenzelfde schema met hulpkonfiguraties, wor worden $\frac{\Delta v}{v}$ resp. K berekend. Daarbij kan worden gekonstateerd dat voor bepaalde kombinaties van laagdikten van CdS en SiO_2, de piezoelektrische koppeling groter is dan die voor het CdS-SiO_2 substraat en wel vooral bij konf. A en B[11].

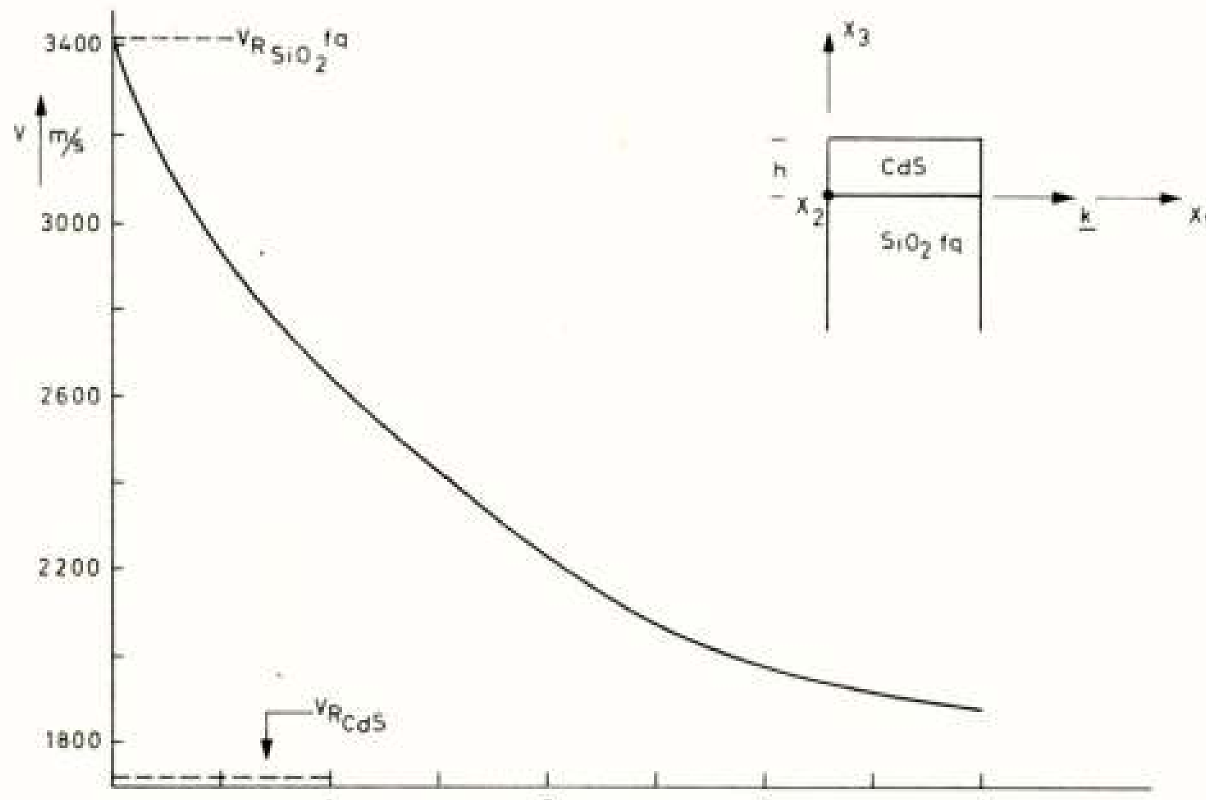


Fig. 9. Verloop van de fasesnelheid van een Rayleigh golf als funktie van hk.

Gegeven zij nog dat K (CdS-SiO_2) > K (CdS-Si). Eén van de aannamen bij de berekening is, dat de elektrische geleidbaarheid van silicium nul wordt verondersteld. In de praktijk van de realisatie geeft dit moeilijkheden. Silicium met een elektrische geleidbaarheid σ ≈ 0, dus zeer hoogohmig of liefst intrinsiek, is gauw door "vreemde atomen" besmet. Daardoor is het materiaal moeilijk te produceren en dientengevolge duur.

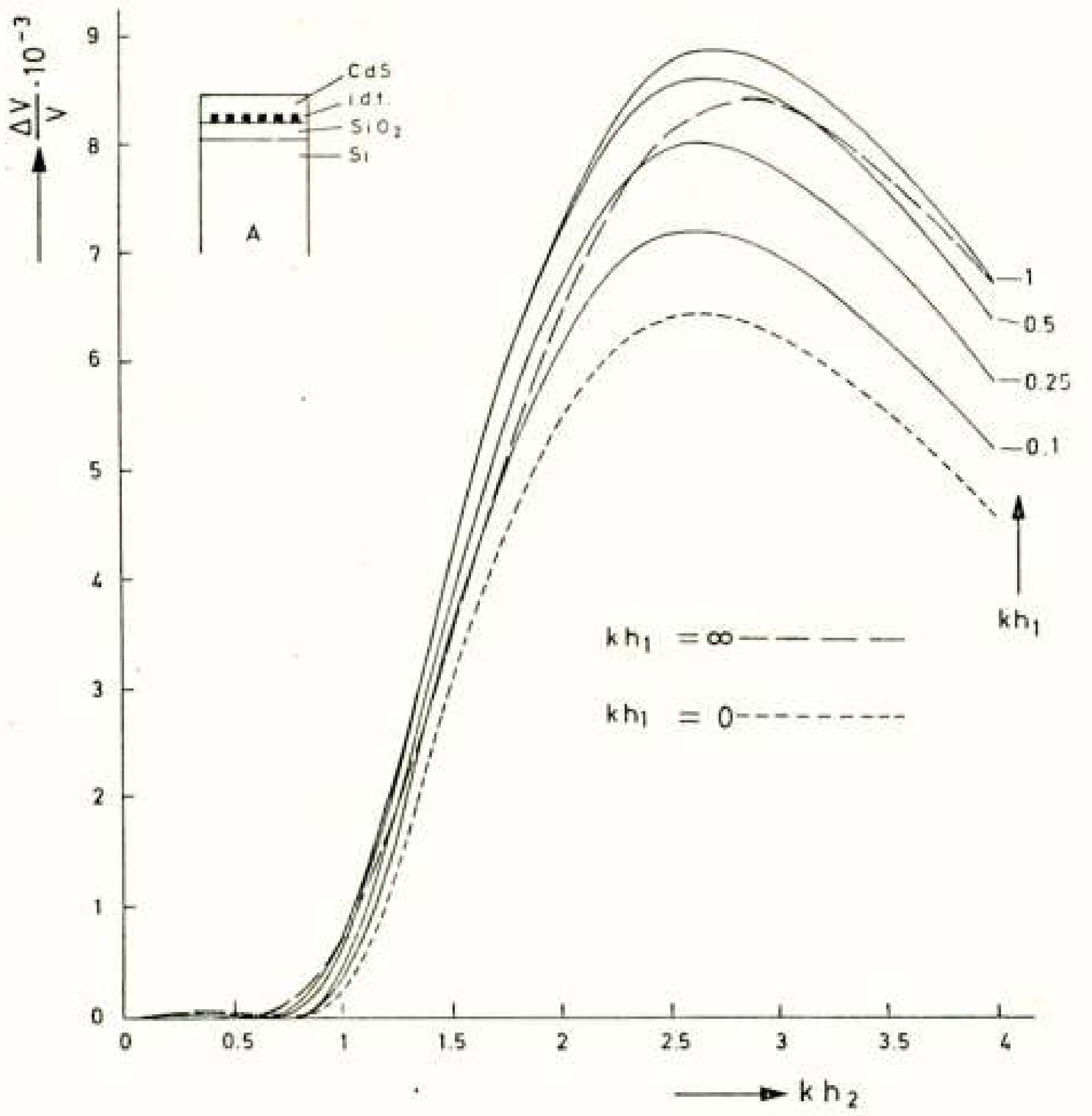


Fig. 10. Verloop van $\frac{\Delta v}{v}$ als funktie van kh_2 met kh_1 als parameter. Voor hk_2 = 1,33 en hk_1 = 1 bedraagt de verrijking van de piezoelektrische koppeling 23%[11].

Een oplossing zou zijn de totale laagdikte van CdS én SiO_2 groot te maken t.o.v. de golflengte. De eigenschappen van zo een substraat zijn dan feitelijk die van een twee-lagen substraat ($CdS-SiO_2$) geworden, temeer daar de anisotropie van Si toch al gering is.

Naast de theoretisch aangegeven mogelijkheid tot verrijking van K, is er een experimenteel gevonden verschijnsel, waarin de ladingsverdeling onder het oxyde is te beïnvloeden zodanig dat de conversieverliezen bij de opwekking en detektie van de golven wordt gereduceerd[12].

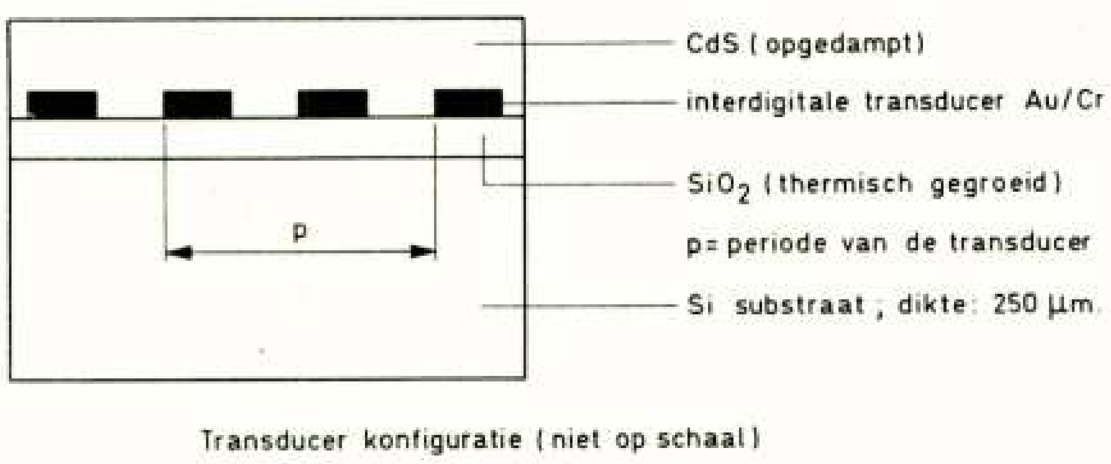


Fig. 11. Transducer konfiguratie voor de vertragingslijn van Fig. 12.

Met behulp van een vertragingslijn (Fig. 12) met een transducerkonfiguratie zoals in Fig. 11 is weergegeven wordt gedemonstreerd dat voor het geval de zend- èn ontvangtransducer een negatieve gelijkspanning krijgen ten opzichte van de elektrode aan de onderzijde van het substraat, een relatieve reduktie in de demping optreedt van de overdrachtsfunktie.

Omgekeerd wordt bij een positieve gelijkspanning de relatieve demping vergroot.

Dit effekt is tot nu toe vastgesteld bij silicium materiaal van 1000 Ωcm en wordt ook onderzocht voor lagere soortelijke weerstanden.

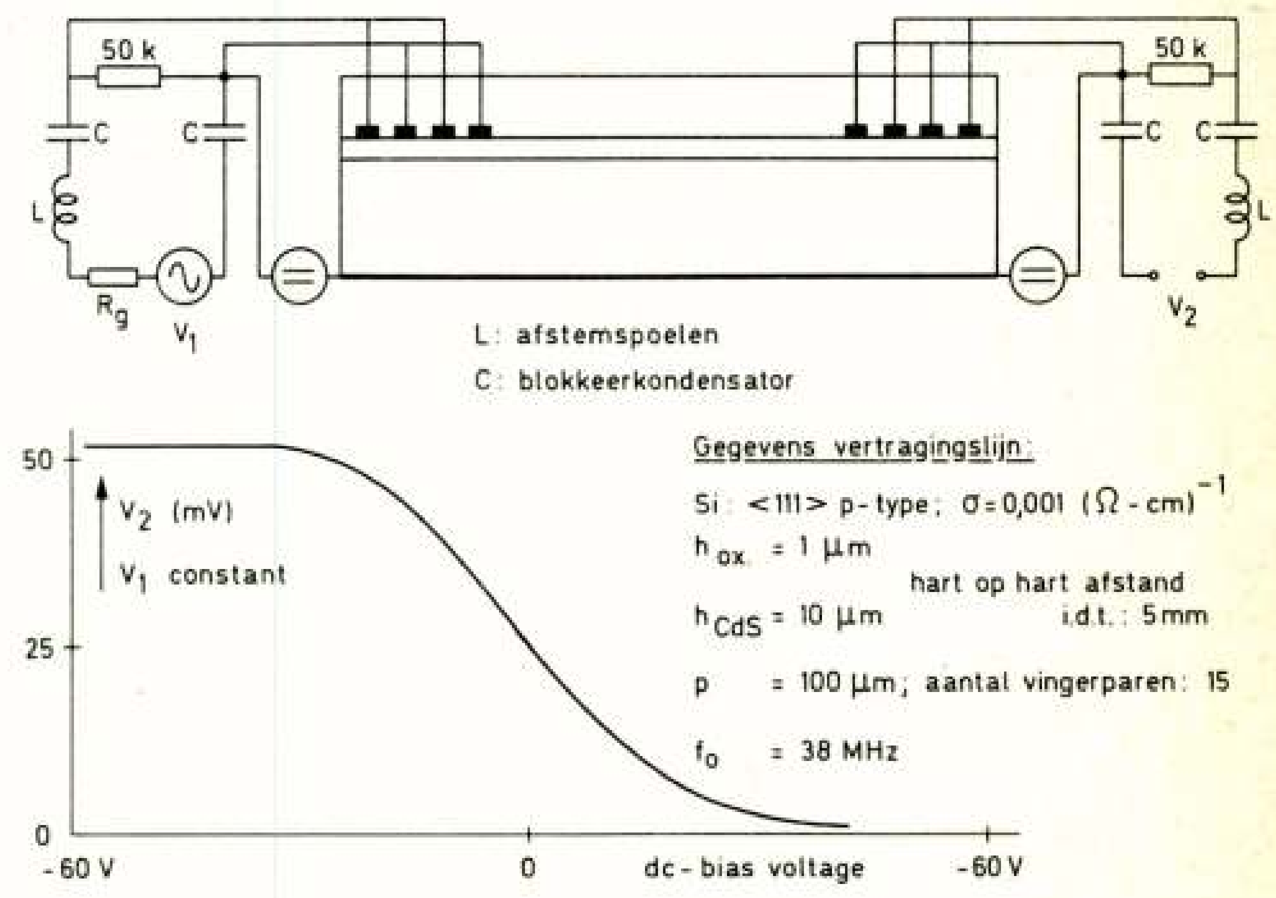


Fig. 12. Vertragingslijn met bijbehorend verloop van de uitgangsspanning V_2 als funktie van de instelspanning[12].

Om een inzicht te verkrijgen in de halfgeleideraspecten van een transducerkonfiguratie (type A), is de admittantie $Y = G(f) + 2\pi fjC(f)$ van de transducer gemeten voor een aantal waarden van de specifieke elektrische geleiding σ en oxydedikte h_{ox} (Fig. 13).

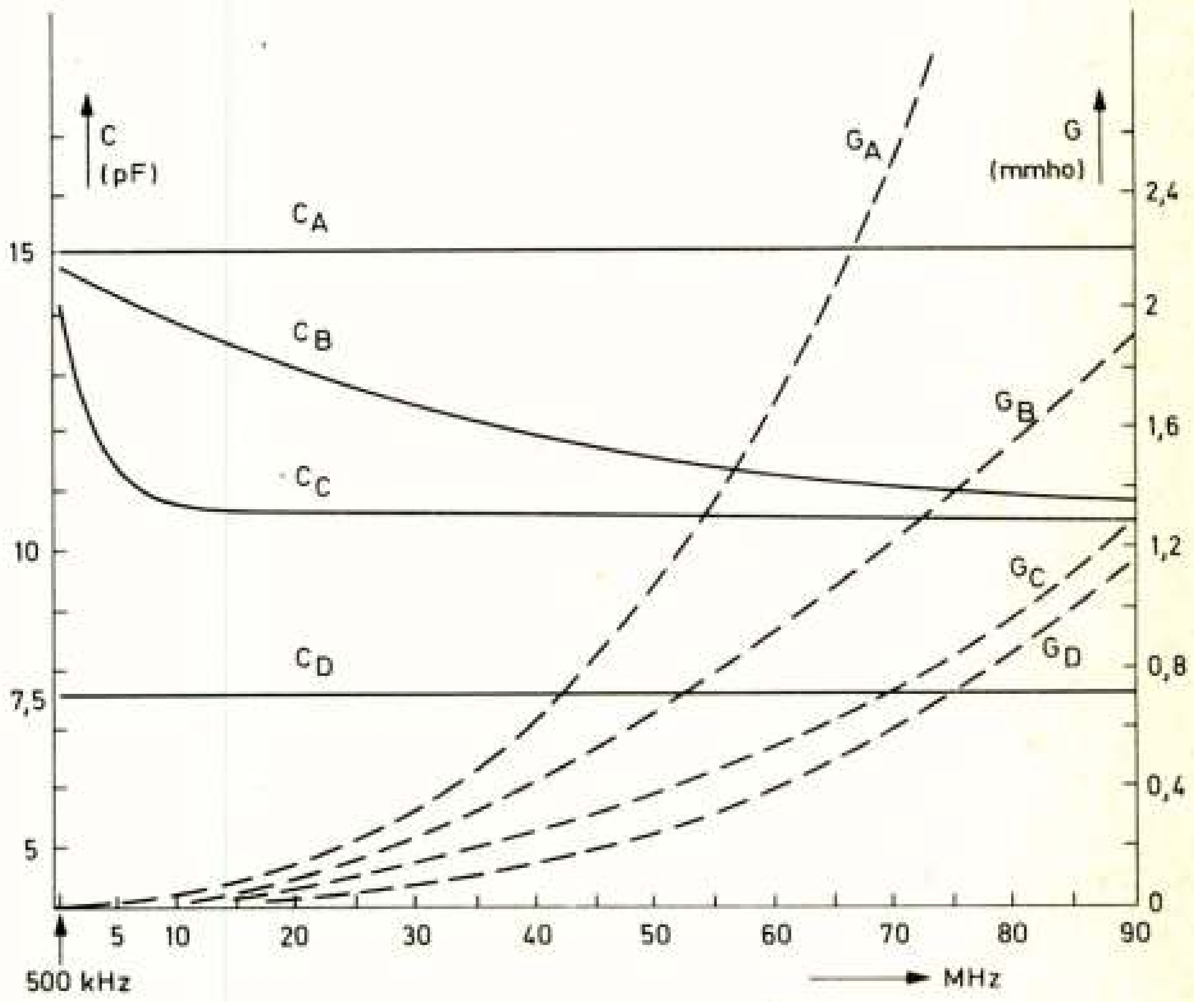


Fig. 13. (A. Venema[12]). Verschillende oxydedikten h_{ox} en elektrische geleidingen σ, voor een i.d.t. met een periode p = 100 µm en vingeroverlap A = 700 µm. Aantal vingerparen: 15. $\rho = \frac{1}{\sigma}$ Ωcm.

A: h_{ox} = 1 μm en σ = 0,33 $(\Omega cm)^{-1}$; ρ = 3 Ωcm.
B: h_{ox} = 1 μm en σ = 0,033 $(\Omega cm)^{-1}$; ρ = 30 Ωcm.
C: h_{ox} = 1 μm en $\sigma < 10^{-4}$ $(\Omega cm)^{-1}$; $\rho > 10^4$ Ωcm.
D: h_{ox} = 2 μm en σ = 0,33 $(\Omega cm)^{-1}$; ρ = 3 Ωcm.

De krommen tonen duidelijk de invloed van σ en de ladingsverdeling op de admittantie Y.

Referenties

1. R.A. Johnson, M. Börner, M. Konno, "Mechanical filters - a review of progress". IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, vol SU-18, 1971, pp.155-170.
2. Lord Rayleigh, "On waves propagated along the plane surface of an elastic solid". Proc. London Math. Soc., 17, 1885, pp.4-11.
3. R.M. White, "Surface elastic waves". Proc. IEEE, 58, 1970, pp.1238-1276.
4. J.D. Maines, E.G.S. Paige, "Surface-acoustic wave components, devices and applications". Proc. IEE, 20, 1973, pp.1078-1110.
5. R. Mitchell, "Filters, werkend met akoestische oppervlaktegolven". Philips techn. T., 32, 1971, no. 10/11/12, pp.331-342.
6. F.S. Hickernell, M. Adams and A. London, "An integrated ZnO/Si-MOSFET programmable matched filter". Proc. Ultrasonics Symposium IEEE, sept. 1975, F-3 paper, Los Angeles.
7. W.R. Smith et al, "Analysis of interdigital surface wave transducers by use of an equivalent circuit model". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-17, 1969, pp.856-864.
8. W.R. Smith et al, "Design of surface wave delay lines with interdigital transducers". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-17, 1969, pp.865-873.
9. K.A. Ingebrigtsen, "Surface waves in piezoelectrics". J. Appl. Phys., vol 40, no. 7, 1969, pp.2681-2686.
10. L.P. Solie, "Piezoelectric acoustic surface waves for a film on substrate". Appl. Phys. Letters, 18, 1971, pp.111-112.
11. A. Venema, J.J.M. Dekkers, "Enhancement of surface-acoustic-wave piezoelectric coupling in three-layer substrates". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-23, 1975, pp.765-767.
12. A. Venema, "Influence of the silicon electrical conductivity and a dc-bias voltage on the excitation of acoustic surface waves in the three-layer substrate CdS-SiO_2-Si". Proc. Ultrasonics Symposium IEEE, sept. 1975, W-1 paper, Los Angeles.

Voordracht gehouden 28 augustus 1975 op de afdeling Elektrotechniek van de THD tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 247), de Sectie voor telecommunicatietechniek van het KIvI en de Benelux-section IEEE.

GYRATOREN IN DE ELEKTRONICA EN DE COMMUNICATIETECHNIEK

K.M. Adams
Technische Hogeschool Delft

A summary of some of the important aspects of systems with gyrators is given. The results have already been published in a more extensive form |1|.

1. INLEIDING

De ideale gyrator bestaat als begrip in de elektrotechniek reeds meer dan 25 jaar. Hoewel in de jaren vijftig en zestig gyrator-devices voor toepassing in het microgolfgebied zijn ontwikkeld, is het beschikbaar komen van gyrator-devices van hoge kwaliteit voor toepassing bij lagere frequenties van zeer recente datum.

Deze L.F. gyratoren zijn elektronische schakelingen, die in de eerste plaats zijn ontwikkeld om oplossingen te kunnen bieden voor sommige van de systeemproblemen welke zijn ontstaan naar aanleiding van de komst van de geïntegreerde schakelingen. Met name, heeft men in een vroeg stadium een sterke behoefte gevoeld om over een geïntegreerd - en dus van afmetingen klein - vervangingsmiddel van de spoel te kunnen beschikken. Daar de netwerktheorie een theoretische oplossing van dit probleem, in de vorm van een gyrator in cascade met een condensator, reeds lang kent, leek het zinvol om naar de realisering van een integreerbare elektronische gyrator te streven.

Het probleem dat de elektronisch ontwerper in dit verband moet oplossen is het vinden van een elektronische schakeling die beantwoordt aan de volgende vergelijkingen:

$$u_1 = -Ri_2 \qquad (1)$$

$$u_2 = Ri_1 \qquad (2)$$

$$u_3 = u_2\,, \quad i_2 = -i_3 \qquad (3)$$

$$i_3 = C\frac{d}{dt}u_3\,. \qquad (4)$$

Vergelijkingen (1) en (2) beschrijven een tweepoort: de ideale gyrator. Vergelijkingen (3) en (4) geven aan dat één poort van deze tweepoort met een condensator wordt afgesloten.

Eliminatie van u_2, u_3, i_2 en i_3 levert

$$u_1 = R^2C\frac{di_1}{dt}\,, \qquad (5)$$

hetgeen overeenkomt met de vergelijking van een ideale spoel met zelfinductie R^2C.

2. FILTERS

Filters worden op grote schaal in de communicatietechniek toegepast. Tengevolge van de systeemeisen wordt steeds gestreefd naar een verkleining van het volume dat door de componenten van een filter in beslag wordt genomen. De gyrator-C combinatie is een component die in aanmerking komt voor toepassing in filters.

Een klassiek filter bestaat uit een energiebron (signaalbron), een verliesvrij netwerk en een belasting. De scheiding tussen signalen van verschillende frequenties, welke door de bron worden gegenereerd, vindt plaats t.g.v. resonanties die in het gehele filternetwerk ontstaan. Het blijkt dat het meest kritieke deel van een filterkarakteristiek in de buurt van de afsnijfrequentie ligt [1]. In deze omgeving treden de volgende effecten sterk naar voren:

(a) de opslingering intern in het filternetwerk;
(b) de groeplooptijd;
(c) de gevoeligheid voor variaties in de elementwaarden van de vermogensoverdracht van bron naar belasting;
(d) de vermogensspectrale dichtheid van de ruis in de uitgang - deze ruis wordt voornamelijk veroorzaakt door de elektronische schakelingen die gebruikt worden om de gyrator te realiseren.

In het geval van filters met de gebruikelijke Butterworth-, Tsjebysjef- of Cauer-karakteristieken, hangen de onder (a)-(d) genoemde effecten als volgt samen:

$$\tau = \left(\frac{W}{P}\right)_1 + \left(\frac{W}{P}\right)_2\,, \qquad (6)$$

waarin τ de totale groeplooptijd is (transmissie in beide richtingen heen en weer), W de gemiddelde opgeslagen energie in het filter en P het maximaal beschikbare ingangsvermogen is. Alle grootheden hebben betrekking op sinusvormige signalen van frequentie ω welke in de buurt van de afsnijfrequentie(s) van het filter liggen. De indexen 1 en 2 duiden op transmissie van poort 1 naar poort 2 respectievelijk van poort 2 naar poort 1.

$$S_{x_k}^{|S_{21}|^2} = \omega|\psi| \left[\left(\frac{W_k}{P}\right)_1 + \left(\frac{W_k}{P}\right)_2 \right], \tag{7}$$

waarin $S_{x_k}^{|S_{21}|^2}$ de relatieve gevoeligheidscoëfficiënt van de vermogensoverdrachtsfunctie $|S_{21}|^2$ t.o.v. variaties in de reactieve elementenwaarden x_k is, W_k de gemiddelde in het element van waarde x_k opgeslagen energie is, en ψ de karakteristieke functie van het filter is.

$$N_d \approx kT\omega\tau |S_{21}|^2, \tag{8}$$

waarin N_d de ruisvermogensdichtheid is, k de constante van Boltzmann en T de absolute temperatuur zijn.

Bij een vast dynamisch bereik (vast (UI) produkt), moet het vermogen van het ingangssignaal beperkt blijven tot een constante $\times\, \omega\tau$, tengevolge van (6). Met (8) houdt dit in dat de signaal-ruisverhouding evenredig met $\frac{1}{(\omega\tau)^2}$ moet zijn.

Dus hoe scherper de filterkarakteristiek (bepaald door de flanksteilheid en de minimale demping in het spergebied) des te groter is de groeplooptijd en opslingering en des te slechter is de signaal-ruisverhouding bij de afsnijfrequentie.

Aan de opslingering valt niets te doen; dit is eenmaal een fundamentele eigenschap van het filter en is een van de belangrijke factoren die het dynamisch bereik van het filter beperken. De gevoeligheid kan echter in grote mate worden verbeterd indien de transmissienulpunten zeer nauwkeurig kunnen worden afgeregeld, zoals het geval is bij laddernetwerken. Het blijkt dat in dat geval de gevoeligheid van de karakteristiek voor variaties in de elementenwaarden van een tak die verantwoordelijk is voor een transmissienulpunt, met een factor $(1 - \omega_o^2/\omega^2)$ moet worden vermenigvuldigd. In deze uitdrukking is ω_o de hoekfrequentie van het desbetreffende transmissienulpunt. Dit resulteert in een aanzienlijke reductie van de gevoeligheid. Hoe groter de flanksteilheid, des te groter is W_k, maar des te kleiner is $|1 - \omega_o^2/\omega^2|$.

De signaal-ruisverhouding kan worden verbeterd bij bepaalde signaaltypen. Bijvoorbeeld, bij spraaksignalen wordt het maximum dynamisch bereik slechts voor een kleine fractie van de tijd vereist. Bij een lager signaalniveau kunnen de voedingstromen van de gyratorschakelingen ook lager zijn, met het gevolg dat bij het nu gebruikelijke ontwerp van geïntegreerde schakelingen, de door de schakeling gegenereerde ruis wordt verlaagd. Met de implementering van de *adaptieve* gyrator op deze manier worden het gemiddelde voedingsvermogen en de signaal-ruisverhouding gelijktijdig verbeterd.

3. REALISATIE VAN DE GYRATOR

Als theoretische basis voor de realisatie van gyratorschakelingen dient het nullor-weerstandsmodel. De nullor is een actieve tweepoort waarvan de ingangsspanning en stroom nul zijn, terwijl de uitgangsstroom en spanning geheel bepaald worden door de rest van het netwerk waarin de nullor is ingebed.

Er zijn twee soorten minimale realisaties:
(a) schakelingen met 2 nullors en 4 weerstanden;
(b) schakelingen met 3 nullors en 2 weerstanden.
Indien wij ons beperken tot realisaties waarin de elementen Z_{11} en Z_{22} van de Z-matrix identiek nul zijn, dan zijn er precies 12 verschillende realisaties van type (a) en 20 verschillende realisaties van type (b) |2|. Aan andere realisaties waar Z_{11} of Z_{22} niet identiek nul is, kleven er grote praktische bezwaren.

Indien ook volledige galvanische isolatie tussen de poorten vereist wordt, dan is de enige minimale realisatie een schakeling met 4 nullors en 2 weerstanden. Deze schakeling vormt de basis voor de nu commercieel beschikbare geïntegreerde gyrator |1| en |3|. De details van het elektronisch ontwerp zijn omvangrijk en vallen buiten het bestek van deze samenvatting.

4. CONCLUSIE

De gyratortechniek zoals deze nu bestaat biedt een grote potentieel voor het oplossen van vele hedendaagse problemen in de elektronica en de communicatietechniek.

|1| Adams, K.M., E.F. Deprettere and J.O. Voorman, (1975), The gyrator in electronic systems in Advances in Electronics and Electron Physics, vol. 37, L. Marton ed., Academic Press, pp. 79-179.

|2| Voorman, J.O., privé mededeling.

|3| Voorman, H.O. and A. Biesheuvel, (1972), IEEE J. Solid State Circuits, 7, 469.

Voordracht gehouden 28 augustus 1975 op de afdeling Elektrotechniek van de THD tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 247), de Sectie voor telecommunicatietechniek van het KIvI en de Benelux-section IEEE.

TRANSDUCTIE VAN INFORMATIE

ir. K.B. Klaassen
Afd. Elektrotechniek, T.H. Delft

The handling of information in a measuring system can be divided into transduction and transaction of information. With transduction, the measurement information which is carried by some energetic phenomenon is passed on to a different kind of energy. With transaction, the information does not change of energetic carrier but is merely encoded in a different form. In the information handling process, as much measurement information as possible should be conserved. This requisite is contained in the definition of measurement. From this definition, the requirements for a transducer (or a transactor) necessary to perform a certain class of measurements are derived. It appears that there are five basic requirements and one class-bounded requirement. This general approach makes it possible to standarize transducer specifications. Such a standarization is highly desired. It further enables us to decide whether the measurement properties of a transducer are completely specified; whether there are no properties being concealed.

In de natuurwetenschappen en de techniek worden voortdurend allerlei fysische grootheden gemeten. Het meten vormt een zo essentieel bestanddeel van ons wetenschappelijk en technisch handelen, dat het daaruit niet meer weg te denken valt:

> *Measurement is at the heart of science and technology. Without it, we encourage alchemy, astrology and the witchdoctor.*
>
> *(F.L.N. Samuels)*

In fig. 1 is de gegeneraliseerde meetsituatie weergegeven.

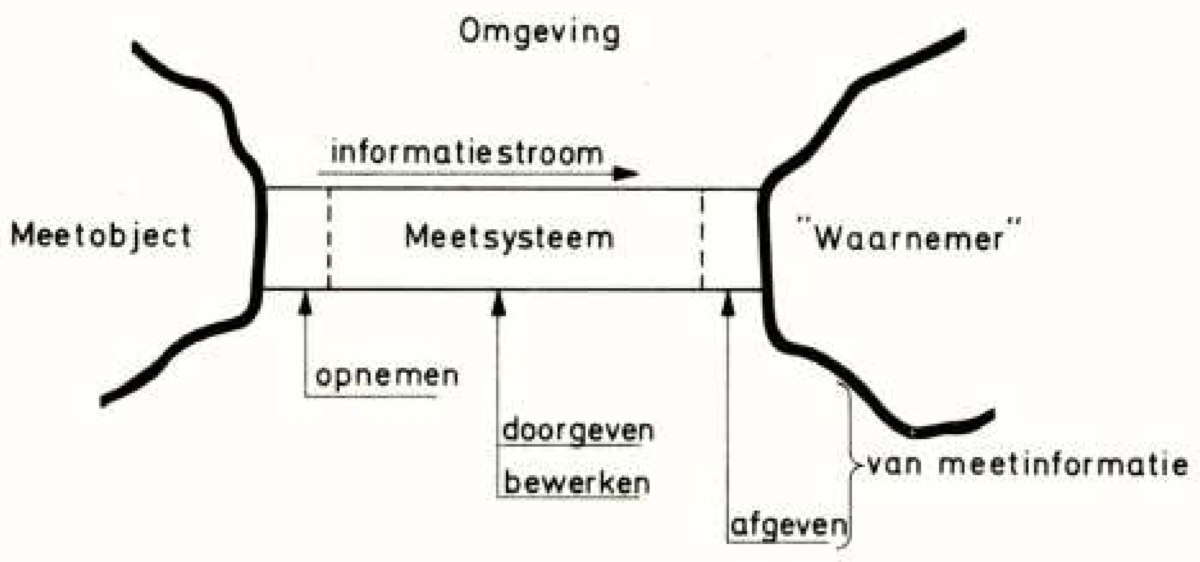


Fig. 1. Gegeneraliseerde meetsituatie.

Het geheel van technische hulpmiddelen dat we bij een meting gebruiken duiden we aan met de verzamelnaam: *meetsysteem*. Een meetsysteem vervult een aantal taken. Ten eerste: het *opnemen* van meetinformatie uit het object van de meting. Ten tweede: het bewerken en doorgeven van de opgenomen informatie, dus de *transactie* van meetinformatie. Ten derde: het *afgeven* van de gemeten informatie aan de afnemer van het meetresultaat: de "waarnemer". Het begrip "waarnemer" is hier gegeneraliseerd gedacht. De waarnemer kan een levend wezen maar ook een machine zijn.

De informatiestroom door een meetsysteem bestaat uit *actieve informatie*, dat is informatie die gedragen wordt door een energetisch verschijnsel. Zulks in tegenstelling tot *passieve informatie*, dat is informatie in ruste die ligt opgeslagen in bijvoorbeeld de ruimtelijke rangschikking van de materie. Een stroom van actieve informatie duiden we gewoonlijk aan als *signaal*. De meeste meetsystemen maken gebruik van elektrische signalen. Dit, daar de elektronica ons de middelen verschaft voor een enorm flexibele, en vrijwel onbegrensde transactie van de informatie vervat in elektrische signalen. Zoals in fig. 2 is aangegeven kan zo'n elektrisch meetsysteem echter slechts elektrische signalen opnemen en afgeven. Voor het opnemen

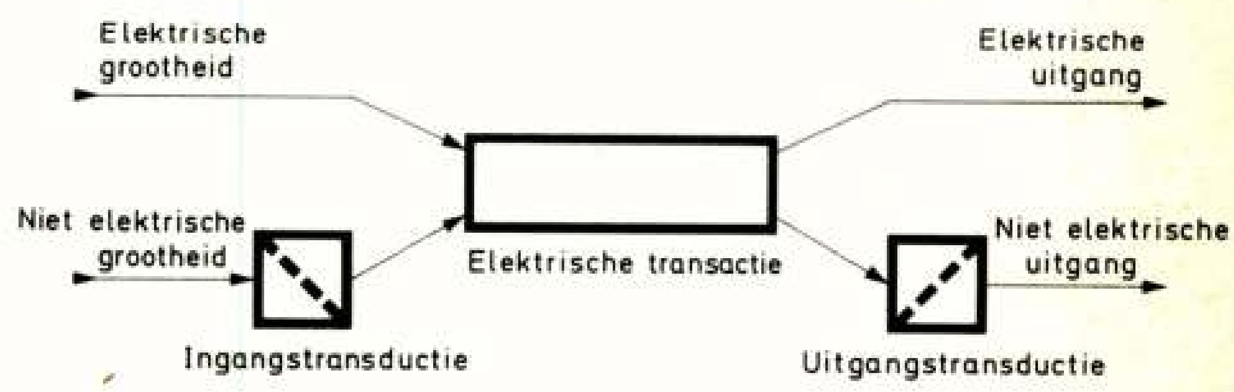


Fig. 2. Meetsysteem met elektrische transactie.

van een niet-elektrisch signaal is een omzetting nodig van dat primaire, niet-elektrische signaal in een secundair, elektrisch signaal. Evenzo vergt het afgeven van meetinformatie aan een niet-elektrische waarnemer een omzetting van een elektrisch signaal in een ander, wel waarneembaar fysisch signaal. Het opnemen van meetinformatie geschiedt dan met een *ingangstransducent*, het afgeven met een *uitgangstransducent*. De beide transducenten vormen de interface van het elektrische meetsysteem met de niet-elektrische wereld. De transducent heeft daarin de functie energie van de ene soort om te zetten in energie van een andere soort. De omzetting moet zodanig geschieden dat (zoveel mogelijk) relevante informatie die gedragen wordt

door de primaire energiesoort overgeleid wordt op de secundaire energiesoort (*transductie van informatie*).

De overdracht van informatie waarbij geen wisseling van informatie-dragende energiesoort optreedt, duiden we aan met *transactie van informatie*. Bij transactie van informatie wordt de informatie van gedaante veranderd of onveranderd doorgegeven. De gedaanteverandering (hercodering) van informatie noemt men doorgaans *signaalbewerking*, het doorgeven van informatie noemt men *signaaltransmissie*.

In fig. 3 is een voorbeeld gegeven van transductie en transactie van informatie. Hierbij dient te worden

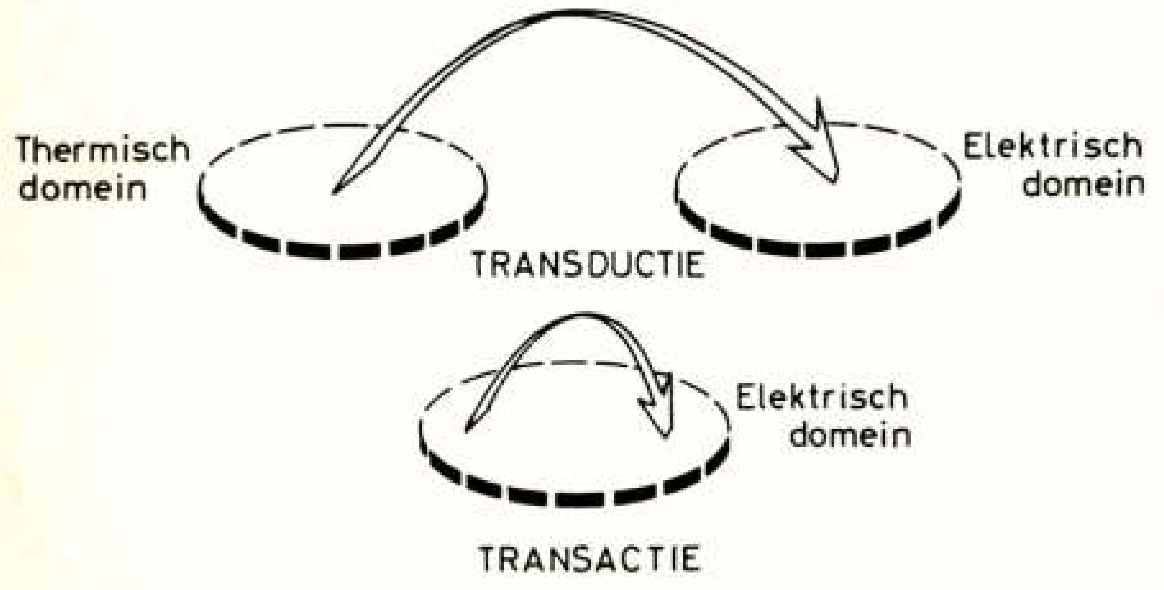


Fig. 3. Een voorbeeld van transductie van informatie (thermokoppel) en een voorbeeld van transactie van informatie (elektrische versterker).

opgemerkt dat een indeling van de fysica in verschillende domeinen, aan de hand van de verschillende energetische verschijnselen waarmede dat deel van de fysica zich bezig houdt, niet leidt tot scherpe grenzen tussen die domeinen. Het gevolg is dat een transductie tussen de grensgebieden van twee domeinen soms ook als een transactie kan worden aangemerkt, en omgekeerd, een transactie in het grensgebied van een domein als transductie tussen twee domeinen. Dit heeft evenwel geen consequenties voor ons verdere betoog.

De transactie van informatie speelt zich af binnen één fysisch domein; binnen één vakgebied. Transactie van informatie is dus in principe een monodisciplinaire aangelegenheid. Transductie van informatie strekt zich daarentegen uit over meer vakgebieden en is dus een multidisciplinaire aangelegenheid. De verschillende vormen van transactie die mogelijk zijn in een bepaald vakgebied zijn door de desbetreffende discipline doorgaans goed onderzocht. Dit is niet het geval met de verschillende vormen van transductie. De transductie van informatie vormt meestal de "bottle-neck" van een meetsysteem. Veel onderzoek moet hier nog plaatsvinden.

In de handel verkrijgbare transducenten verrichten vaak meer dan één enkele transductie. Meestal vinden eerst één of meer transacties plaats om het primaire, te meten signaal geschikt te maken voor transductie. Daarna volgt dan de eigenlijke transductie die, in het geval van indirecte transductie, weer bestaat uit een aantal opeenvolgende transducties (zie fig. 4). Opgemerkt dient te worden dat een directe transductie niet altijd beter

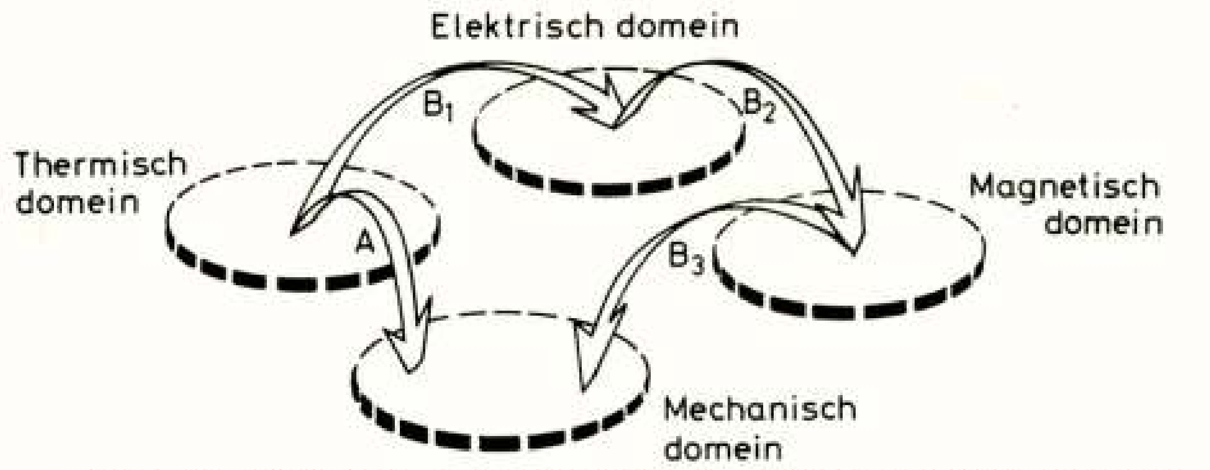


Fig. 4. Directe transductie A, bijvoorbeeld temperatuurmeting met een bimetaal. Indirecte transductie B_1, B_2, B_3, bijvoorbeeld temperatuurmeting met een thermokoppel en een draaispoelmeter.

is dan een indirecte transductie. Dat hangt af van de eigenschappen die zich laten realiseren bij de transductie tussen twee domeinen. Om deze eigenschappen op hun merites te kunnen beoordelen, beperken we ons tot transducenten die worden gebruikt om te meten. De eisen die we stellen aan de eigenschappen van de transductie (en ook aan de transactie) worden dan gedicteerd door wat we verstaan onder meten en wat we beogen met de meetresultaten.

We verstaan onder meten: het toekennen van symbolen (getallen, namen), met behulp van technische hulpmiddelen, aan eigenschappen van toestanden of verschijnselen uit de empirische wereld, volgens een bepaalde regel. Deze toekenningsregel dient zo te worden gekozen dat de symbolen de empirische eigenschappen waaraan ze worden toegekend beschrijven. Anders gezegd: het meetresultaat moet representatief zijn voor het te metene; er mag geen meetinformatie verloren gaan. De technische hulpmiddelen, in de vorm van het meetsysteem, implementeren de toekenningsregel. We maken onderscheid tussen gemeten informatie omtrent de hoegrootheid, de intensiteit van een verschijnsel of de mate waarin een verschijnsel aanwezig is (*metrische informatie*), en gemeten informatie omtrent de hoedanigheid, aard of structuur van een verschijnsel (*structurele informatie*). Structurele informatie verkrijgt men door een meting meermalen achtereen uit te voeren; door het verschijnsel te bemonsteren. Het spectrum van het verschijnsel bepaalt dan het aantal bemonsteringen per tijdseenheid of (bij een continue meting) de bandbreedte, die vereist is voor een representatieve beschrijving van het verschijnsel. We zullen ons in het navolgende terwille van de eenvoud dan ook beperken tot het inwinnen van metrische informatie, hoewel het betoog ook geldig is voor structurele informatie.

In de meettheorie [1] is het meten exact gedefinieerd. Zoals in fig. 5 is aangegeven, is het meten gedefinieerd als het *afbeelden* [2] van de elementen d_i van het fysische domein D in de verzameling B met elementen b_i. De elementen d_i worden gevormd door alle mogelijke groottes die de te meten fysische grootheid kan aannemen. Θ is de afbeelding van D in B. B is de beeldverzameling

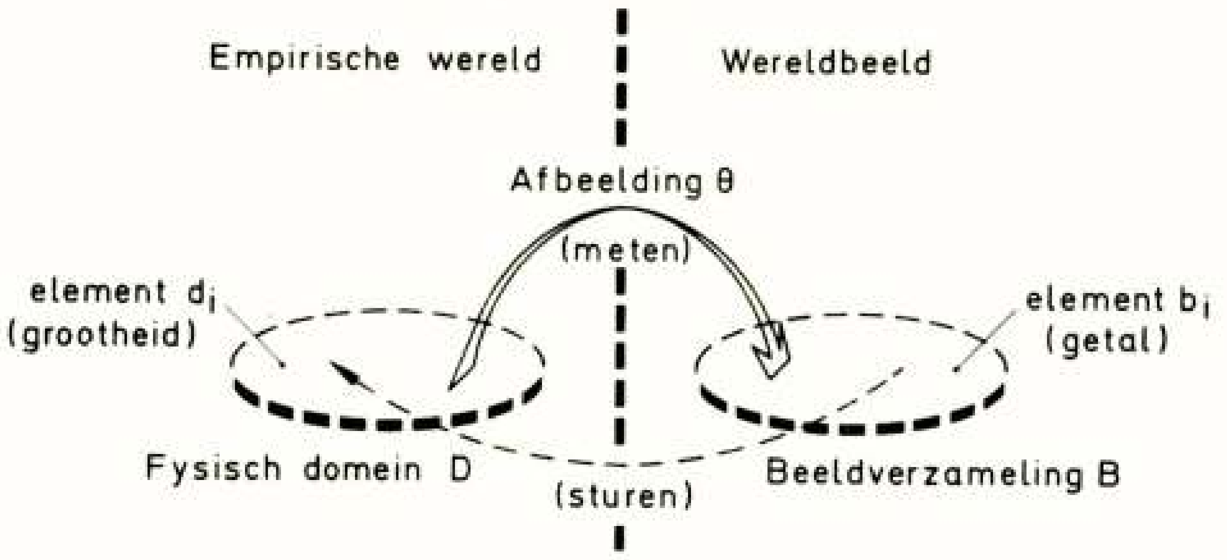


Fig. 5. Meten als afbeelding van een deel van de empirische wereld op een wereldbeeld.

met als elementen de reële getallen b_i. Fig. 5 geeft echter geen goede definitie van meten, daar θ bijvoorbeeld zo kan worden gekozen dat alle elementen van D op één element van B afgebeeld worden. Het beeld is dan in het algemeen niet representatief voor het te metene. Stellen we deze representativiteitseis aan de afbeelding θ dan moet de afbeelding *homomorf* zijn (zie fig. 6). Dit houdt in dat de afbeelding θ zodanig moet

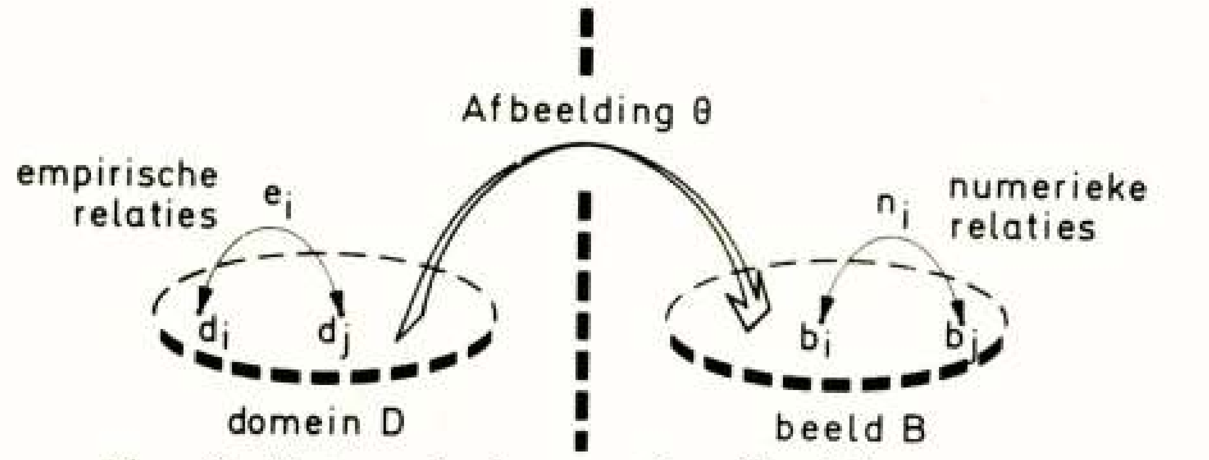


Fig. 6. Meten als homomorfe afbeelding.

zijn, dat elke empirische relatie e_i die bestaat tussen de elementen van het fysische domein D, gelijk is aan de numerieke relatie n_i tussen de corresponderende beeldelementen b van B. Dus

$$e_i\{d_1,d_2,\ldots d_m\} \Leftrightarrow n_i\{\Theta(d_1),\Theta(d_2),\ldots.\Theta(d_m)\}$$

voor i = 1, 2, ...k en alle $d_1,\ d_2,\ \ldots d_m \in D$.

Ten overvloede zij opgemerkt dat het feit dat θ een afbeelding is met D als domein en B als beeldverzameling inhoudt dat alle elementen van D worden afgebeeld; de afbeelding is *volledig*. Dus

$$\forall d_i (d_i \in D \Rightarrow \Theta(d_i) \neq \phi).$$

De afbeelding is bovendien *éénduidig*. Een element van D wordt op slechts één element van B afgebeeld. Dus

$$\forall d \forall b_i \forall b_j (d \in D \wedge b_i,\ b_j \in \Theta(d) \Rightarrow b_i = b_j).$$

De drieling < D, B, θ > vormt een *meetschaal* voor D. De elementen $d_i \in D$ vormen de te meten grootheid. Het meetsysteem bepaalt θ. Verder is $b_i = \Theta(d_i)$ een maat voor d_i en b_i is het meetresultaat. De homomorfie-eis die aan θ wordt gesteld zorgt ervoor dat de onderlinge relaties tussen de elementen van D bij het meten behouden blijven. Anders geformuleerd: de informatie die vervat ligt in deze onderlinge relaties gaat bij het meten niet verloren. De homomorfie-eis conserveert weliswaar de structuur van D, die bepaald wordt door de volledige verzameling van alle relaties e_i tussen de elementen $d \in D$, maar zij legt de afbeelding niet volledig vast. Zij geeft aanleiding tot een verzameling van (onderling gelijkwaardige) afbeeldingen. De meetresultaten verkregen met behulp van zulke gelijkwaardige afbeeldingen kunnen door transformaties in elkaar worden omgezet. Zulke *toegestane transformaties*, toegepast op de meetresultaten, tasten de structuur van het fysische domein D dus niet aan. De meetinformatie, vervat in de meetresultaten, is invariant onder de toegestane transformaties. De toegestane transformaties geven dus aan in hoeverre de getaltoekenning volgens een bepaalde meetschaal uniek is.

We onderscheiden vier schaaltypes [3]. Deze zijn in fig. 7 gerangschikt volgens een opklimmende hiërarchie. Elke volgende, hogere meetschaal heeft ook de eigenschappen

Empirische relaties	Meetschaal	Toegestane transformaties
$d_i \overset{=}{\neq} d_j$	nominaal	één-éénduidige functies
$d_i \lesseqqgtr d_j$	ordinaal	monotoon stijgende functies
$d_i \lesseqqgtr d_j$ én $\lvert d_i - d_j \rvert \lesseqqgtr \lvert d_k - d_l \rvert$	interval	lineair toenemende functies: $f(b_i) = c_1 b_i + c_2 \quad c_1 > 0$
$d_i \lesseqqgtr c d_j$ én c rationaal getal	ratio	konstante: $f(b_i) = c_1 b_i \quad c_1 > 0$
Meetsysteem kan vaststellen	Klasse van de meting	Informatie in het meetresultaat

Fig. 7. Meetschalen en meetklassen.

van alle vorige, lagere schalen. De verschillende meetschalen kunnen gedefinieerd worden op grond van de empirische relaties die bestaan in het fysische domein D. Zij kunnen echter ook gedefinieerd worden op grond van de toegestane transformaties op de meetresultaten. De eerste wijze van definiëren geeft aan welke informatie het meetresultaat ten hoogste (bij ideale meetmiddelen) kan bevatten. De tweede wijze van definiëren geeft aan welke informatie het meetresultaat in werkelijkheid bevat. In verband met het doel waarvoor we de meetresultaten willen gebruiken, zijn we, bij een practische meting, vooral geïnteresseerd in de informatie die het meetresultaat werkelijk bevat. In de laatste regel van fig. 7 is dan ook aangegeven wat een meetsysteem moet kunnen vaststellen en van welke klasse de meting moet zijn opdat het meetresultaat een bepaalde informatie bevat. Het behoeft geen toelichting dat een meetsysteem ten hoogste de werkelijk aanwezige empirische relaties

kan vaststellen die bestaan tussen de te meten elementen d van het fysische domein D. De meting is in dat geval fundamenteel; de *meetklasse* valt samen met de meetschaal. De aard van de technische meethulpmiddelen bepaalt welke meetklasse uit de hiërarchie van fig. 7 met die middelen ten hoogste haalbaar is. Het doel van de meting bepaalt met welke meetklasse minimaal volstaan kan worden.

Bij een meetsysteem dat bestaat uit een aantal in serie geschakelde subsystemen, mag geen der subsystemen de gewenste informatie in het eindresultaat verstoren; de voor het meetsysteem vereiste meetklasse geldt ook voor elk subsysteem. Een subsysteem van een hogere klasse dan vereist, is toegestaan doch oneconomisch. Wat in het voorgaande gezegd is over de informatieoverdracht in een meetsysteem, geldt dus evenzeer voor de transducties en transacties van informatie binnen dat meetsysteem.

Welke eigenschappen moet nu een transducent hebben om er mee te kunnen meten? Er blijken op grond van het bovenstaande vijf *basiseigenschappen* aanwezig te moeten zijn voordat er überhaupt van een meting sprake kan zijn. In de praktijk kan aan deze eisen slechts tot op zekere hoogte worden voldaan. Om te kunnen beoordelen in hoeverre de transductie (of transactie) van informatie daardoor gevaar loopt, moet de mate van afwijking van de geëiste eigenschappen worden gespecificeerd. Laat men zo'n specificatie achterwege (wat vaak voorkomt) dan suggereert men dat de transducent voor wat deze eigenschap betreft ideaal is.

Zoals in fig. 8 is aangegeven, leggen de eerste

A. Domein definiërend:

1°/ aard domeinelementen
storingsongevoeligheid
selectiviteit

2°/ omvang domein
meetbereik

B. Afbeelding definiërend:

1°/ konstantheid afbeelding
dupliceerbaarheid (reproduceerbaarheid)

2°/. éénduidigheid afbeelding
geen hysterese, speling etc.

Fig. 8. De vijf basiseigenschappen die voor een transducent moeten zijn gespecificeerd om er mee te kunnen meten.

twee eigenschappen de aard vast van de te meten grootheid (de domeinelementen d). De transducent mag alléén deze grootheid afbeelden en geen andere. Met andere woorden: de transducent mag niet ontvankelijk zijn voor storende grootheden uit de omgeving of uit het meetobject; de transducent moet *storingsongevoelig* zijn. Daarnaast moet de transducent ongevoelig zijn voor ongewenste componenten van de te meten grootheid. Zo moet bijvoorbeeld een rekstrookje niet gevoelig zijn voor rek in de dwarsrichting maar slechts voor rek in de langsrichting. Evenzo mag een verschildrukopnemer slechts het verschil van twee drukken meten. Hij moet ongevoelig zijn voor de absolute waarde van de beide drukken. Een transducent mag dus alleen gevoelig zijn voor de gewenste component van de te meten grootheid; een transducent moet *selectief* zijn. De domeinelementen d zijn nu gedefinieerd. Daar de afbeelding Θ het domein D volledig afbeeldt, moet nu de omvang van het domein worden aangegeven. Dat betekent dat het *meetbereik* van de transducent moet worden gespecificeerd. Het domein D ligt nu vast en de afbeelding Θ is aan de beurt. Wil er van een bepaalde afbeelding sprake zijn, dan moet de afbeelding constant in de tijd zijn. Dit vereist een transducent die volstrekt dupliceerbaar is. De mate van *dupliceerbaarheid* (soms ten onrechte reproduceerbaarheid genoemd) dient dus te worden gespecificeerd. Verder moet de afbeelding Θ éénduidig zijn: bij een waarde d van de te meten grootheid uit D hoort slechts één beeld b in B. De transducent mag dus niet meerduidig zijn en dus geen *speling*, *hysterese*, e.d. vertonen. Het domein D en de afbeelding Θ zijn nu gedefinieerd; de meting kan beginnen.

Zoals we reeds gezien hebben, bepaalt het doel van de meting welke informatie het meetresultaat minstens moet verschaffen en daarmee dus de meetklasse. Elke meetklasse stelt naast de vijf bovenstaande, algemene eisen nog zijn eigen specifieke, meetklasse gebonden eis aan de transducent. Als het doel van de meting is een classificatie van de te meten grootheden te maken, kunnen we volstaan met de *nominale meetklasse*. Dit is bijvoorbeeld het geval bij het vaststellen van de aard van een chemische stof (een verontreiniging) waarbij gekozen moet worden uit een aantal mogelijke stoffen. Voor een meting in de nominale meetklasse moet de afbeelding Θ één-éénduidig zijn, dus naast de reeds geëiste éénduidigheid moet bovendien het beeld b in B behoren tot één en slechts één element d in D. Bij een transducent wordt de één-éénduidigheid beperkt door een eindige *resolutie*. Daardoor behoort bij een beeldelement b in werkelijkheid een kleine deelverzameling van D, in plaats van één element van D. Om te kunnen bepalen welke informatie het meetresultaat nog bevat, dient de resolutie van een transducent gespecificeerd te worden. In fig. 9 is dit in

a. Nominaal	één - éénduidigheid:	resolutie
b. Ordinaal	monotoon stijgend:	monotonie
c. Interval	lineair toenemend:	lineariteit
d. Ratio	konstante overdracht:	nulpunt

Fig. 9. Specifieke, meetklasse gebonden eigenschappen.

tabelvorm aangegeven. Als het doel van de meting een rangschikking of ordening naar grootte is, kunnen we volstaan met de *ordinale meetklasse*. Zo kan bijvoorbeeld in regulateursystemen een ordinale transducent gebruikt worden om vast te stellen of de geregelde grootheid groter dan, gelijk aan of kleiner dan de ingestelde grootheid is. Een transducent moet voor de ordinale meetklasse een *monotoon stijgende overdracht* hebben. Er mogen dus géén dode zones, inversies, etc. in de karakteristiek voorkomen. Is het ons bij een meting te doen om de variaties in een grootheid en niet om de absolute grootte, dan kan worden volstaan met de *intervalklasse*. Daartoe moet de transducent *lineair* zijn. Het nulpunt ligt hierbij niet vast (zwevend of onderdrukt nulpunt). Het blijkt dat verreweg de meeste transducenten niet verder komen dan een meting in de intervalklasse. Als het erom gaat niet alleen intervallen, maar ook de absolute waarden van grootheden te meten, moet de transducent meten in de *ratioklasse*. De overdracht moet dan een *constante* zijn; het nulpunt moet vastliggen en de overdracht moet lineair zijn. Een voorbeeld: metingen van een verbruikte of afgeleverde hoeveelheid zijn metingen die thuishoren in de ratioklasse. Het systeem van meetklassen is hiërarchiek; elke hogere meetklasse stelt een eis die de eisen van alle lagere meetklassen omvat.

Tot besluit nog een opmerking. Het kan zijn dat een transducent niet voldoet aan de specifieke eis die behoort bij een bepaalde meetklasse. Zo kan een transducent die monotoon is, maar niet lineair, niet meten in de intervalklasse. Als evenwel de afwijking van de niet-lineaire overdracht volledig bekend is, kan deze transducent toch meten in de intervalklasse. We hebben dan niet meer te doen met één informatiekanaal (de transducent) maar in feite met twee parallelle informatiekanalen. Het tweede kanaal levert de informatie omtrent de werkelijke eigenschappen van de transducent. Deze laatste informatie kan gebruikt worden in een correctienetwerk voor het uitgangssignaal van de transducent of om een correctietabel op te stellen. Daarmede is het geheel, transducent en correctie, toch weer lineair. De transducent moet dus beschouwd worden samen met het correctiemechanisme, -netwerk of -tabel. Algemener gesteld: een transducent kan in een hogere meetklasse meten, als de afwijkingen van zijn eigenschappen ten opzichte van de geëiste eigenschappen volledig bekend zijn. Er gaat dan geen meetinformatie verloren. Het is natuurlijk inefficiënt om voor het meten in een bepaalde klasse opzettelijk transducenten te gebruiken met eigenschappen die niet voldoen aan de eis van die klasse, en dit manco verderop in de informatiestroom weer te corrigeren. Toch gebeurt dit vaak. Meestal als teken van onmacht; er zijn dan geen andere (economisch haalbare, voldoend bedrijfszekere) transducenten ter beschikking die direct in de gewenste meetklasse meten.

De bovenomschreven verzameling van eigenschappen is volledig. De meetfunctie van de transducent wordt er volledig door beschreven. Op grond hiervan kan men de specificaties van transducenten standariseren, wat dringend gewenst is. Verder kan men hiermee beoordelen of er bepaalde eigenschappen, die voor het meten essentieel zijn, in de specificaties verzwegen worden.

Literatuur

[1] Krantz, D.H., Luce, R.D., Suppes, P. and Tversky, A.: Foundations of measurement. Vol. I, Academic Press, New York, 1971 (Vol. II to be published).

[2] Suppes, P. and Zinnes, J.L.: Basic measurement theory, Handbook of mathematical psychology. John Wiley, London, 1953.

[3] Campbell, N.R.: An account of the principles of measurement and calculation. Longmans Green, London, 1928.

Voordracht gehouden 30 september 1975 in de RAI te Amsterdam tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 248) en de Benelux-section IEEE.

VARIA

Reactie op het artikel "Uitgangspunten en Randvoorwaarden bij het ontwerpen in de Elektronica" (tijdschrift NERG, deel 40, nr. 4, 1975) van de hand van prof. J. Davidse.

Met veel belangstelling heb ik het artikel van de hand van prof. J. Davidse gelezen. Het is getiteld "Uitgangspunten en Randvoorwaarden bij het ontwerpen in de Elektronica" en is verschenen in deel 40, nr. 4 van 1975. Door tijdgebrek was ik helaas niet in staat de lezing op 21 mei jl. aan de Technische Hogeschool te Twente bij te wonen en daardoor ben ik eerst nu in de gelegenheid kennis te nemen van de inhoud van de voordracht. Het artikel geeft mij aanleiding tot het maken van enkele opmerkingen en een aanvulling. Wat de opmerkingen betreft het volgende.

Naar mijn mening is de strekking van het artikel veel verder reikend dan alleen het ontwerpen in de elektronica. In wezen is elk systeemontwerp (in èn buiten de elektrotechniek) gebonden aan een aantal begrenzingen. Juist daarom is het zo prettig dat prof. Davidse deze begrenzingen ("constraints"), ieder met een uitvoerige toelichting, eens netjes op een rijtje heeft gezet. Op het Dr. Neher Laboratorium heeft het aanleiding gegeven tot vele discussies waaruit bleek dat men door een juiste afschatting van de begrenzingen tot een passende kaderstelling van een systeemstudie resp. systeemonderzoek kan geraken. Om één voorbeeld aan te halen: op het gebied waarop ik mijzelf o.a. actief heb beziggehouden, nl. de systeemstudie omtrent de meest gewenste netconstructie voor collectieve antennevoorzieningen speelt heel sterk een historische begrenzing een rol. Men kan er nl. niet omheen dat ongeveer nu reeds twee miljoen woningen op een collectieve antennevoorziening (van kleinere of grotere omvang) volgens een bepaalde netconceptie zijn aangesloten. Dit is sterk medebepalend voor de te kiezen netconfiguratie voor de naaste toekomst. De keuzevrijheid die in een "maagdelijk" gebied bestaat, ontbreekt in ons land ten enenmale. Dit voorbeeld, dat met vele andere voorbeelden uitgebreid kan worden toont aan dat het een waardevol artikel is, dat, in tegenstelling tot de, van een ongemotiveerde bescheidenheid getuigende opmerking van de schrijver dat de bijdrage weinig nieuwe gezichtspunten brengt, naar ik hoop vele mensen, werkzaam op het gebied van systeemstudies, aan het denken heeft gezet. Dit wat mijn opmerkingen betreft. Wat de aanvulling aangaat het volgende.

Het komt mij voor dat één begrenzing ontbreekt en wel de politieke begrenzing. Ter toelichting enkele voorbeelden. Wanneer de regering in het kader van haar politieke stellingname de uitgaven in de consumptieve sfeer wil beperken dan zal zij geneigd zijn die onderzoekingen welke als uiteindelijk resultaat een stimulering van de consumptie tot gevolg hebben te willen inperken. Moeten daarentegen de consumptieve uitgaven van het publiek gestimuleerd worden dan zal zij grote waarde hechten aan de bestudering van systemen die de "consumptie" bevorderen.

Een tweede voorbeeld is het volgende. In tijden van een sterk overspannen arbeidsmarkt zal er van politieke zijde aandrang zijn om systemen te ontwikkelen die de arbeidsintensiviteit van bepaalde processen doen afnemen. Is er daarentegen sprake van een grote werkloosheid dan zullen ontwikkelingen in de richting van een afname van de arbeidsintensieve processen, dat wil zeggen een toenemende automatisering resp. mechanisering, met argusogen bekeken worden. Het argument daarbij is voor de hand liggend. De loonkosten van het betreffende (overheids) bedrijf nemen af en de efficiëntie of het rendement zal daarmee veelal toenemen. De uitgaven in de sfeer van de sociale voorzieningen (werkloosheidsuitkeringen) zullen daarentegen stijgen zodat er macro-economisch gesproken in feite niet veel verandert - afgezien van het menselijk aspect dat velen, die zonder die automatisering of mechanisatie nuttig, bevrediging schenkend werk verrichtten, nu niets meer omhanden hebben.

Ik hoop in het voorgaande te hebben aangetoond dat er stellig sprake is van, overigens mogelijk snel veranderende, politieke begrenzingen bij de bestudering van systemen op welk terrein dan ook. Deze aanvulling betekent niet dat ik afbreuk doe aan de waardering van het door prof. J. Davidse geschreven artikel, hetgeen - naar ik hoop - ook uit het voorgaande duidelijk zal zijn.

dr.ir. A.P. Bolle
adj. dir. Wetenschappelijke Zaken
Dr. Neher Laboratorium PTT

Naschrift van de auteur

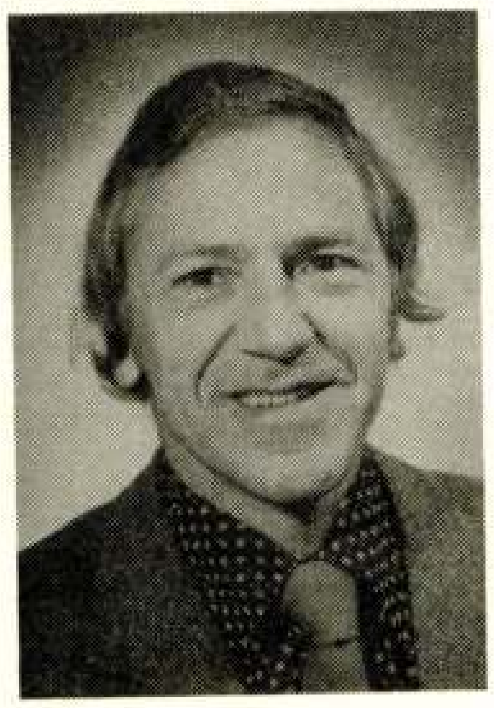
Het doet mij genoegen dat mijn bijdrage tot het symposium "ontwerpen in de elektronica" de bezinning op de randvoorwaarden van de technische ontwikkeling blijkt te stimuleren. Met de opmerking dat de door mij opgesomde "constraints" ook buiten de elektronische techniek gelden kan ik geheel instemmen; wel geloof ik dat bezinning hierop in een snel evoluerend vakgebied in bijzondere mate geboden is.

Voor de door dr.ir. Bolle voorgestelde uitbreiding met een rubriek "politieke beperkingen" valt naar mijn mening wel iets te zeggen. De door maatschappelijke ontwikkelingen opgelegde randvoorwaarden heb ik, wellicht enigszins geforceerd, ondergebracht in de rubriek "economische randvoorwaarden". Politieke voorkeuren vertonen

echter zozeer een eigensoortig karakter dat ze wel een afzonderlijke vermelding verdienen. In het bijzonder de door de heer Bolle terecht naar voren gebrachte wisselvalligheid van dit type "constraints" pleit hiervoor. Het door hem naar voren gebrachte voorbeeld biedt een goede illustratie van deze wisselvalligheid, die de systeemontwerper voor aanzienlijke beleidsproblemen kan plaatsen. Gaarne zeg ik de inzender dank voor deze aanvulling.

J. Davidse.

Samenvatting van de intreerede van Ir.I.van der Plaats gewoon lector aan de afdeling der Elektrotechniek, gehouden 19-9-1975 op de Technische Hogeschool Eindhoven.



De telecommunicatie bevindt zich midden in een groeiproces waarvan het einde nog lang niet in zicht is. Te verwachten is, dat naast alle bestaande systemen in de niet al te verre toekomst het zichtbare licht een belangrijke rol in de telecommunicatie zal gaan spelen. Er zijn thans verschillende systemen, te splitsen in twee hoofdgroepen. De eerste groep wordt gevormd door de omroepsystemen voor radio en televisie. Deze groep wordt gekenmerkt door haar éénrichtingsverkeer. De informatie wordt gedistribueerd en stroomt van een beperkt aantal zenders naar een groot aantal ontvangers, zonder dat deze over een enigszins gelijkwaardig terugmeldkanaal beschikken. Dan is er de tweede hoofdgroep, gevormd door de conversatiestelsels die worden gekenmerkt door hun gelijkwaardige heen- en terugkanalen. Het meest uitgebreide van deze stelsels is het wereldomvattende telefoonnetwerk.

Afgezien van een beperkt aantal digitale systemen worden beide stelsels bedreven met analoge technieken. De ontwikkelingen van de laatste decennia, vooral op het gebied van halfgeleiderelektronica, hebben de mogelijkheid geschapen de transmissie digitaal te bedrijven. Deze methode is te prefereren boven de analoge. Voordelen van digitale transmissie worden voornamelijk gevonden in de kwaliteitsbeheersing en de prijs. Dit geldt met name voor conversatiestelsels.

De algemene verwachting is, dat ruwweg gesproken omtrent de komende eeuwwisseling het huidige analoge communicatienetwerk voor een groot deel zal hebben plaatsgemaakt voor een geïntegreerd digitaal netwerk. Geïntegreerd, enerzijds in de betekenis van universeel geschikt voor de transmissie van zowel audio-, video-, en datasignalen en anderzijds in de betekenis van de vervaging van de grenzen tussen transmissie- en schakeltechniek. Hierbij zal steeds meer gebruik worden gemaakt van steeds verder geïntegreerde elektronische schakelingen.

Er zijn thans nog geen uitgebreide conversatiestelsels, geschikt voor beeldoverdracht. Dit is te verklaren uit de hoge kosten, die zulke netten met zich mee zouden brengen, als ze uitgevoerd moeten worden met de thans beschikbare technische middelen.
Het is echter onwaarschijnlijk, dat toekomstige beeldtelefoonabonnees, gewend als ze zullen zijn aan het beeld van de omroep-kleurentelevisie, genoegen zullen nemen met een beeld van veel mindere kwaliteit. Experimenten met smalbandige ongecodeerde videosignalen hebben daarom weinig zin. Volwaardige, breedbandige conversatiesystemen zullen echter pas gerealiseerd kunnen worden als er manieren gevonden zijn om goedkope kanaalcapaciteit te leveren voor een redelijke prijs. Dit is een van de belangrijkste problemen van dit moment.

Een sterke doorzetting van de tendens naar goedkope kanaalcapaciteit is te verwachten bij de invoering van de glasvezel in de telecommunicatie: het licht wordt drager van informatie.
Behalve de atmosfeer, die door zijn niet constante helderheid een betrouwbare draadloze transmissie met lichtgolven over grote afstanden onmogelijk maakt, krijgen we thans de beschikking over een medium met constante helderheid en bovendien met de voordelen van de geleide transmissie.

Voor lange afstandsverbindingen, zoals de transatlantische, kunnen vele glasvezels de plaats innemen van een enkele coaxiale kabel en de prijs per kilometer kanaal aanmerkelijk verlagen. Voor lokale verbindingen kan een breedbandig transmissie systeem worden verkregen voor een prijs die van dezelfde orde van grootte zal zijn als de huidige smalbandige verbinding.

Ir. van der Plaats zegt in zijn intreerede, dat voor het in stand houden en uitbreiden van het tele-

communicatienetwerk ingenieurs op het gebied van de telecommunicatie onontbeerlijk zijn.
Daarnaast is er behoefte aan deskundigen om het gecompliceerde en verantwoordelijke werk uit te voeren dat het vervangen van analoge door digitale systemen met zich brengt.Hij noemt het werkterrein van de informatie via glasvezels 'veelbelovend'.
Ingenieurs op het gebied van de telecommunicatie zullen in staat moeten zijn een groot aantal facetten van de techniek en de wetenschap te overzien. Een brede basisopleiding en een ruime belangstelling zijn daarvoor onontbeerlijk.

Ir. Van der Plaats is lid van ons genootschap sedert 1970.

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden

Ir. R. Dufour, Verwerstraat 42, Breugel N.B.
Dr. P. Inia, Harlingerstraatweg 29, Leeuwarden.
Ir. Th.J. van Kessel, Hazelaar 122, Geldrop.
Ir. G.C.M. Meijer, Sweelinckstraat 13, Berkel en Rodenrijs.
Ir. H.J. Sanderson, Dennenlaan 4, Nuenen N.B.
Ir. R.C. Strato, Hekendorpse Buurt 47, Hekendorp post Oudewater.

Nieuwe leden

Ir. J.C. Bernouw, Smederij 38, Barendrecht.
Ir. M.H. van Erk, Dammestraat 29, Eindhoven.
Ir. T.L. Jap, Oudraadtweg 25, Delft.
Ir. R.W.P. Kerkenaar, Echternachlaan 484, Eindhoven.
Ir. D.A. Kwee, Geinwijk 728, Amsterdam.
Ir. J.W.P. Molekamp, Kleverlaan 166, Haarlem.
Ir. J.A.F. Oomen, Christoffelkruid 104, Rotterdam.
Ir. P.K. Reek, Gasthuislaan 237, Delft.
Ir. F. Tol, Rietstraat 21, Geldrop.
Ir. E. Weiffenbach, Jan Steenlaan 31, Huizen N.H.

Nieuwe adressen van leden

Ir. A. van Brink, Engelenburg 14, Driebergen.
T. Douma, Tibsterwei 21, Ee (Fr.)
Ir. J.J. Gerbrands, Oosteinde 234, Delft.
Ir. L.J. Hartog, Zonnewijzerstraat 20 bus 12, B-2000 Antwerpen, België.
J.C. de Granje, Tulpentuin 77, Voorburg Z.H.
Prof. ir. A. Kok, Vaarwerkhorst 77, Enschede.
Dr. ir. L. Ongkiehong, Muurbloemweg 7, Den Haag.
Ir. J.J. Reijmers, J.van Schoonhovenstraat 21, Delft.
Ir. E.J. Tercic, Philips GMBh, Bahnhofstrasse, Eiserfeld, Duitsland.
Prof. dr. ir. A.A.Th.M. van Trier, Vesaliuslaan 15, Eindhoven.
Ir. R. Viddeleer, Akkerhoornbloem 41, Leiden.
Ir. J.P. de Vries, Treublaan 15, Den Haag.
Ir. J.J. de Waal, Kapittelweg 250, Hilversum.

Overleden

Ir. R. van der Veen, Vliegenvangerlaan 13, Den Haag.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 40 - nr. 5 - 1975

druk: HET ZUIDEN Eindhoven